DA TECHNOLOGIE

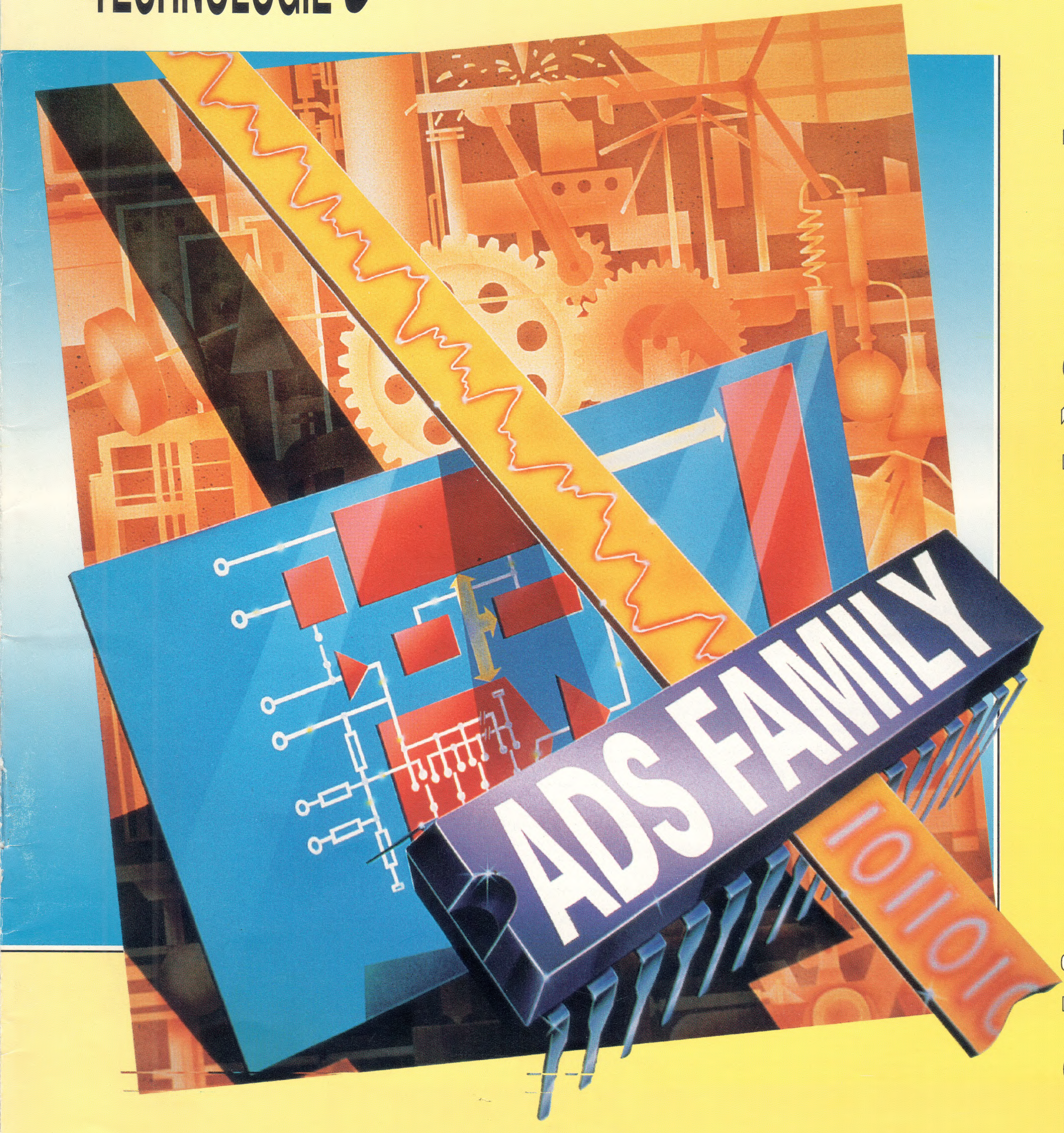
Vakblad voor de technische professional

JAARGANG 3-1/2

1/2
93

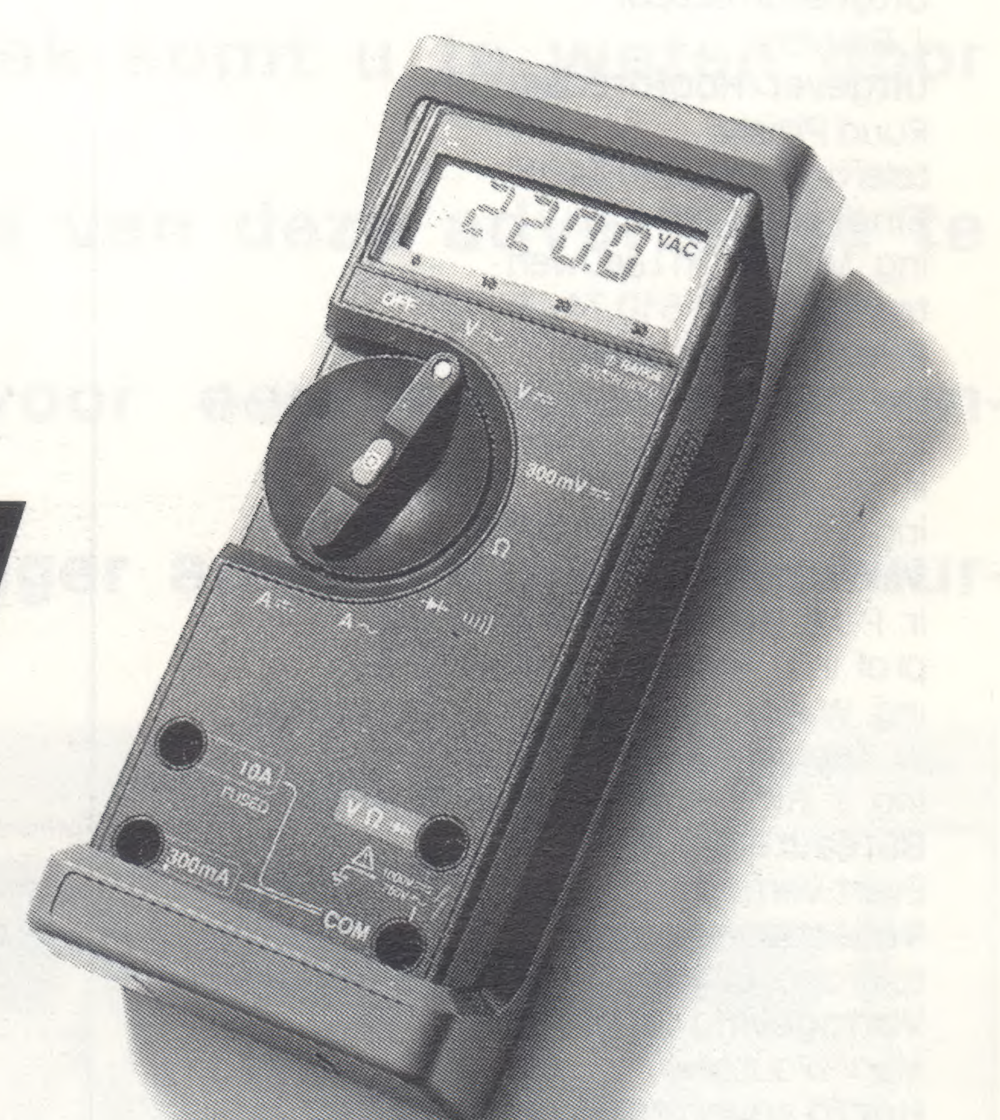
KIVI
NIRIA

PTT's ontwikkelen (te) traag



ADC: kiezen voor snel òf nauwkeurig





Digitale/Analoge Technologie is een uitgave van

VNU BUSINESS PUBLICATIONS AMSTERDAM

Adres
Rijnsburgstraat 11
1059 AT AMSTERDAM
Postbus 90162
1006 BD AMSTERDAM
telefoon: 020-510 29 22
telefax: 020-617 41 21
Uitgeefdirecteur
J. Beuvery
Uitgever/Hoofdredacteur
Ruud Plaizier
telefoon: 020-510 24 15
Eindredacteur
ing. Martin van Leeuwen
telefoon: 020-510 24 43
Redactiecommissie
ing. J.A.C.M. Dieben (voorzitter; NIRIA)
ir. F.J.M. Heitkamp (KIvI)
ir. A.C. Monsfort (KIvI)
ing. W. van der Poel (NIRIA)
Vakredactie
ir. P.J.L. McGee (automatisering)
prof.ir. G. Honderd (regeltechniek)
ing. W.A.M. Snijders (telecommunicatie)
W. Tebra (meettechniek)
ing. J. Zondervan (elektronica, materialen)
Bureauredactie
Evert Vermeer
Redactiesecretariaat
telefoon: 020-510 24 38
Vormgeving en produktie
Mark Wouterse
Hoofd advertentie-exploitatie
drs. W.P.M. Ketelaar
telefoon: 020-510 22 74
Advertentie-exploitatie
telefoon: 020-510 25 26
Advertentie-order
Erna Oonk
telefoon: 020-510 25 11
Marketing
Rob Versluis
telefoon: 020-510 22 13
Marien van de Meer
telefoon: 020-510 25 32
Abonnementen
Leden van KIvI en NIRIA dienen zich te wenden tot het onderstaande secretariaat van hun vereniging
Niet-leden f 142,50 (11 nummers)
Studenten f 70,- (11 nummers)
Proefabonnement f 30,- (3 nummers)
Buitenland f 192,50 per jaar
Luchtpost op aanvraag
Aanmelden bij: VNU Business Publications
Afdeling Lezersservice
Antwoordnummer 46027
1060 VB AMSTERDAM
telefoon: 020-510 28 78
Vragen over abonnementen niet-leden: afdeling abonnementen, telefoon: 020-510 28 79

KIvI

Het Koninklijk Instituut van Ingenieurs KIvI is de vereniging van TU-ingenieurs in Nederland
Secretariaat: Prinsessegracht 23
Postbus 30424
2500 GK DEN HAAG
telefoon: 070-391 99 00

NIRIA

De Nederlandse Ingenieursvereniging NIRIA is de algemene en landelijke organisatie van HBO-ingenieurs
Secretariaat: Van Stolkweg 6
Postbus 84220
2508 AE DEN HAAG
telefoon: 070-352 21 41

Druk
Senefelder Misset Grafisch Bedrijf
Doetinchem
Oplage
10 500 exemplaren
ISSN
0924-7327
Lid NOTU

Summaries

Bitstream A/D and D/A conversion 28

Peter Nuijten and Carel Dijkmans; Philips Research Eindhoven

Digital audio applications require high quality A/D and D/A convertors with a high differential linearity for a good small-signal reproduction. Maximum linearity is achieved using the interpolation technique applied in bitstream converters. This type of converters uses only a single reference element for the encoding of all signal levels. In present IC-realisations performance figures equivalent with 18bits accuracy can be achieved.

New standard for 12-bit ADC 36

The ADC574 is by far the most widely used analog-to-digital converter in the world. Over the past several years, many different companies have marketed a variety of newer CMOS ADC's. Unfortunately, these new designs did not fit directly into ADC574 sockets, so that their use required significant design changes, and investments in existing digital interfaces and software could not be utilized. With the new ADS574 and ADS774, Burr-Brown overcomes these compatibility problems using modern CMOS technology. In this article, the design approach that allows capacitor array (CDAC) architectures to fill existing ADC574 sockets is discussed.

Intelligent network concepts and services 50

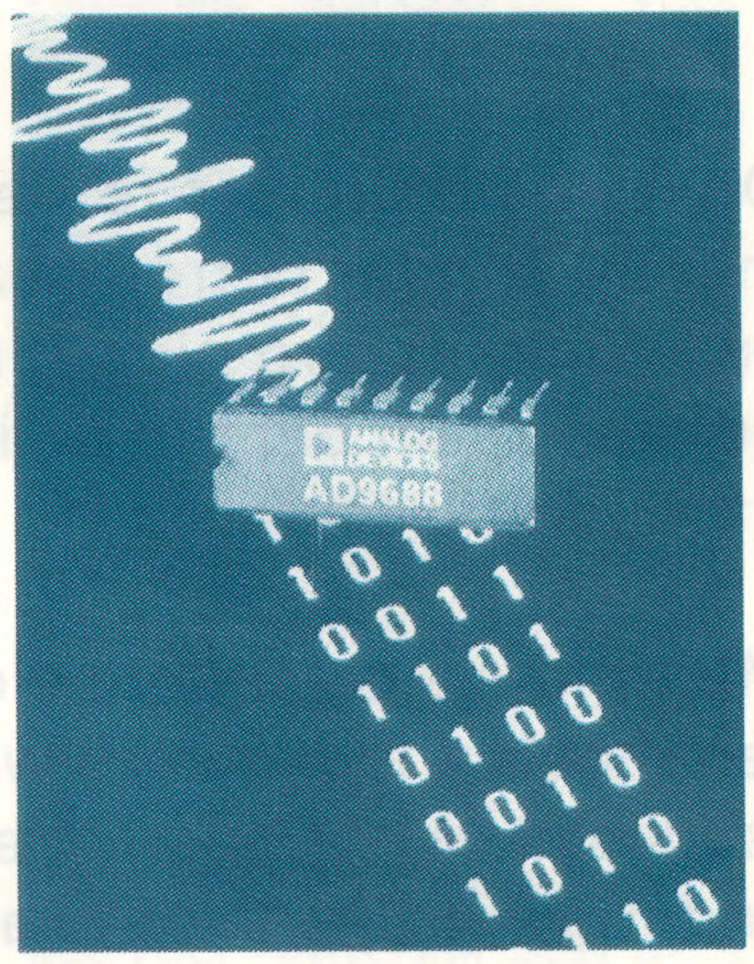
Ir. M.E. van der Haven and ing. E.R. de Jong; PTT Research, Groningen, The Netherlands.

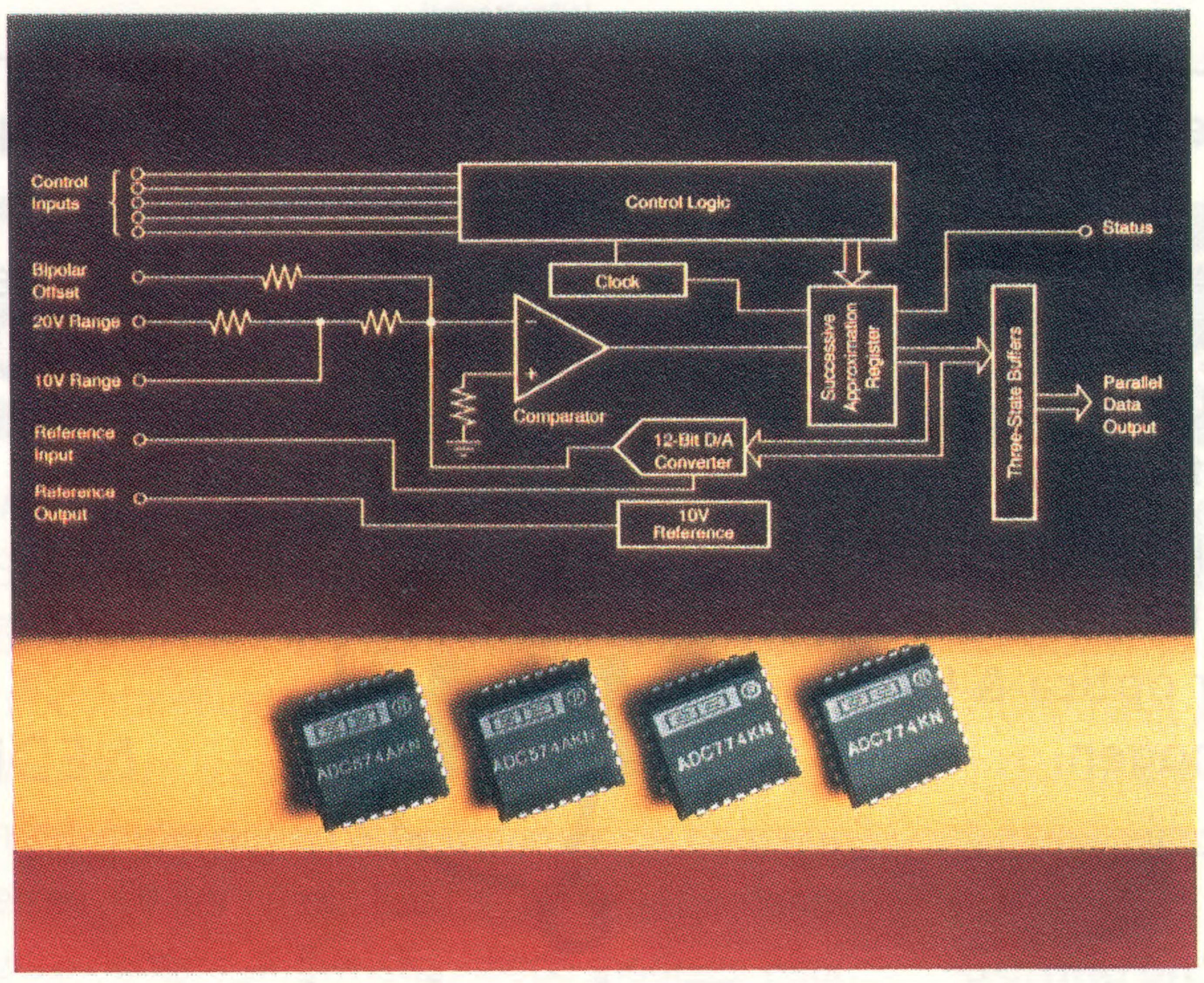
Intelligent Networks are a excellent example of telematics: the integration of telecommunications and informatics. The IN concept adds computer platforms to the telecommunication network for the development of provisioning of telematic services. This functional integration and the physical separation of control and switching functions in the exchanges provide a quick and relatively cheap way to meet the growing demand on new telecommunication services.

Marktgroei voor ADC's met lage conversiesnelheid

12

Het meten en bewaken van diverse grootheden alsmede het met de computer snel verwerken van meetgegevens neemt een steeds belangrijker plaats in. Niet alleen neemt het aantal meetpunten sterk toe, ook eist men betere prestaties zoals hogere snelheid en nauwkeurigheid. Om aan al deze eisen te kunnen voldoen, zijn diverse AD-convertorarchitecturen ontwikkeld, elk met eigen specifieke applicatiegebieden.





Nieuwe 12-bit ADC-standaard

36

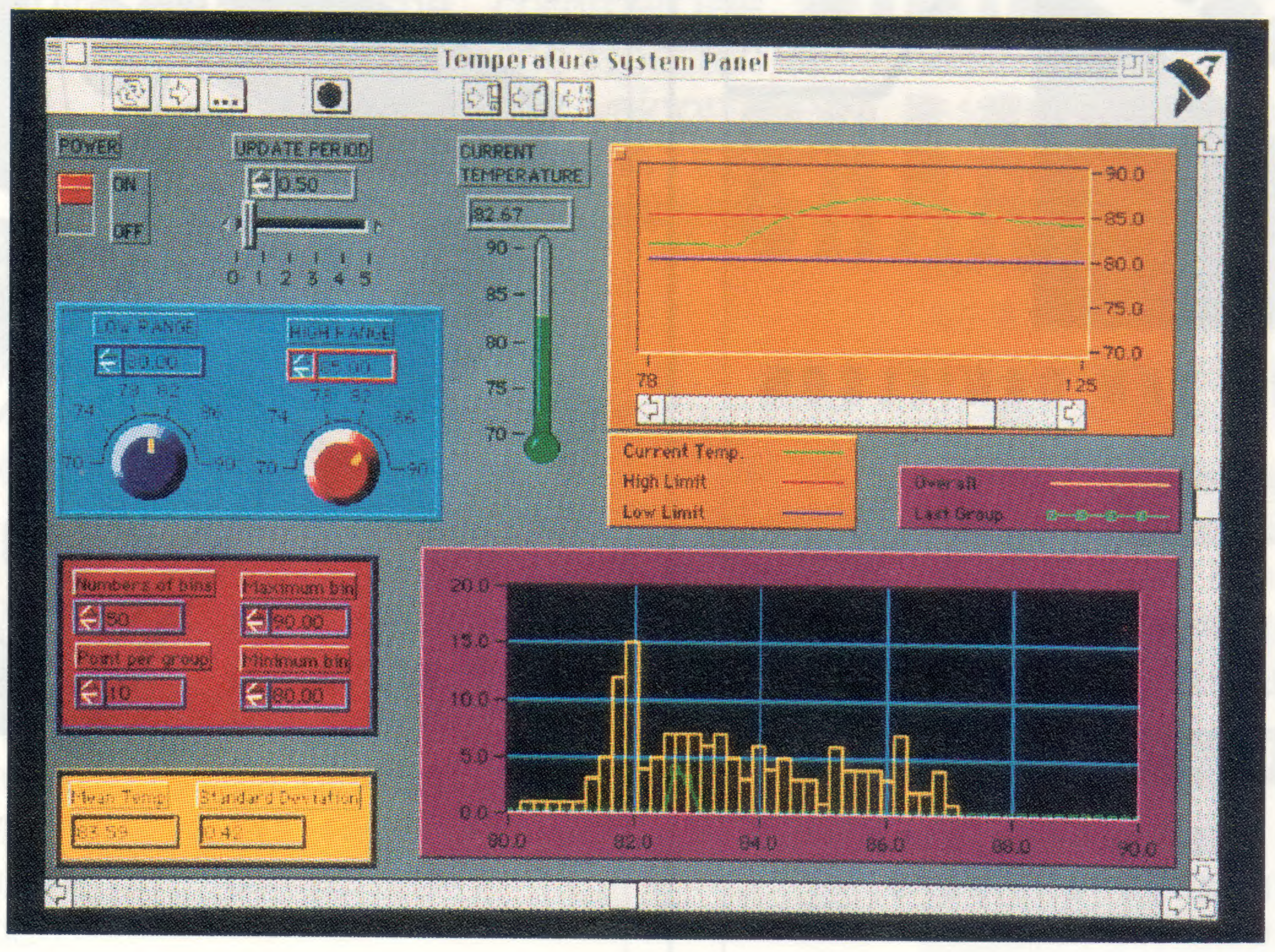
In de categorie A/D-omzetters wordt de ADC574 wereldwijd zo veel gebruikt, dat je eigenlijk van een standaard kunt spreken. Met de nieuwe ADS574 en ADS774 hoopt Burr-Brown ook een nieuwe standaard te kunnen neerzetten, zonder daarmee aanleiding te geven tot ingrijpende ontwerpwijzigingen in bestaande ontwerpen.

Inhoud

Grafische gebruikersinterface dringt eindelijk door

46

Sinds de introductie van computer graphics door Xerox in de jaren vijftig heeft men geprobeerd op dit gebied verscheidene standaarden te creëren. Inmiddels zijn er verschillende standaarden die door de industrie geaccepteerd zijn; zo zijn MOTIF, X-Windows buzz words geworden in de huidige computerindustrie.



Concurrentie dwingt PTT's tot sneller ontwikkelen

50

Intelligente netwerken bieden een snelle en relatief goedkope manier om aan de groeiende vraag naar nieuwe telecommunicatiediensten te voldoen. Sleutelwoord hierbij is flexibiliteit, wat wordt bereikt door besturings- en schakelfuncties strikt te scheiden.



Sneller bemonsteren met Graycode

24

In de digitale oscilloscoop HP 54720 van Hewlett Packard wordt een 8-bit flash ADC toegepast, die 4 gigasamples per seconde neemt. In deze ADC is gebruik gemaakt van meerdere digitizers, die na elkaar (interleaving) een deel van het analoge signaal omzetten.

Perfecte lineariteit met 1-bitconversie

28

Bitstream-convertors bieden de beste oplossing voor het bereiken van extreem hoge lineariteit in A/D- en D/A-omzetters en zijn in IC-vorm te realiseren.

Bij de voorplaat:
Analoog-digitaalconversie vormt de schakel tussen de "Real World" van continu variabele signalen en het inmiddels alles overheersende digitale domein van de computer. Het meten en al dan niet geautomatiseerd bewaken van grootheden alsmede het met de computer verwerken van meetgegevens neemt een steeds belangrijker plaats in. De ADS family van Burr-Brown voorziet in die gevallen in een snelle conversie voor diverse applicaties.
(Foto: Burr-Brown)

Kies-TV via normale telefoonnet

Bell Atlantic, een telefoonmaatschappij die actief is in een aantal staten aan de Amerikaanse oostkust waaronder New Yersey en Washington, ontwikkelt een elektronische videotheek voor de levering van videoprogramma's en films via het normale telefoonnet. De videotransmissietechniek is afkomstig van Bellcore, het gemeenschappelijke research-instituut van de zeven "Regional Bell Companies", waartoe ook Bell Atlantic behoort. Bell Atlantic probeert met deze dienst exploitanten van TV-kabelnetten die over hun kabelnet telefoondiensten willen gaan leveren, de pas af te snijden.

Tot voor kort gingen experts ervan uit dat de telefoonmaatschappijen voor het leveren van videodiensten aan de abonnees de conventionele koperkabels door glasvezelkabels zouden moeten vervangen; een gigantische operatie waar naar schatting zo'n 100-400 miljard dollar mee is gemoeid. Bellcore heeft echter een techniek ontwikkeld waarmee één videokanaal van hoge kwaliteit in digitale vorm over bestaande telefoonkabel kan worden verstuurd. Telefoonmaatschappijen kunnen hiermee in de lucratieve videomarkt stappen zonder duizenden kilometers kabel te hoeven vervangen. Volgens woordvoerders van Bell Atlantic zal de nieuwe videocompressie- en -transmissietechniek worden ingezet om "video-on-demand" aan hun telefoonabonnees aan te bieden. Kijkers krijgen toegang tot een uitgebreid assortiment video-informatie en selecteren wat ze willen zien. In de zomer van 1993 vindt een veldproef plaats met 400 abonnees. Commerciële exploitatie is voor 1994 voorzien.

Nog onduidelijk is hoe de videoservers voor dit soort volledig interactieve "video-on-demand" systemen eruit zullen gaan zien en hoeveel ze zullen gaan kosten. De complexiteit van een dergelijke volledig interactieve videoserver voor enkele duizenden abonnees tart de verbeelding. Wat dat betreft hebben de exploitanten van televisiekabelnetten het eenvoudiger. Deze kunnen relatief eenvoudig een "near-video-on-demand" dienst aanbieden door op digitale video over te stappen. Digitaal gecomprimeerd video vervijfvoudigt het aantal kanalen dat in dezelfde transmissiebandbreedte kan worden verstuurd. Dit maakt het mogelijk films parallel met tijdsintervallen van bijvoorbeeld 15 minuten te starten, waarbij de klant thuis het gewenste kanaal selecteert. Hiervoor is geen retourkanaal nodig en de videoserver is relatief eenvoudig.

FS

Overname deel Arcobel

Sinds eind vorig jaar maken de componentenactiviteiten van Arcobel in Nederland en België (14 medewerkers) deel uit van de internationale technische handelsgroep Sonepar.

Sonepar (Parijs) heeft een handelsomzet van meer dan vier miljard dollar per jaar en opereert via werkmaatschappijen in Canada en de meeste landen van Europa.

In de elektronische componentensector maken onder andere ook Rodelco, Sonetech en Van Reijsen deel uit van de Sonepar groep. De toetreding tot de groep voorziet in de noodzaak te kunnen opereren in een internationaal netwerk.

Arcobel Holding zal onafhankelijk doorgaan met haar overige activiteiten op het gebied van microcomputer boards, industriële microcomputersystemen, graphics-produkten en het ASIC Design Centre.

Ondertekening van de overdrachtsovereenkomst



Eerste data-laserverbinding

Onlangs nam de RAI in Amsterdam de eerste infrarood laserverbinding voor datacommunicatie in ons land in gebruik. De zogeheten MegaBeam verzorgt de draadloze communicatie tussen het RAI Data Centrum en de overige kantoren van RAI Gebouw bv en het Congrescentrum. Beide complexen liggen zo'n 800 meter uit elkaar en worden gescheiden door de Schiphollijn en de A10. Het systeem, dat afkomstig is van Simac Telematica uit Veldhoven, dient als uitwijkvoorziening voor de reguliere glasvezelverbinding. Op deze verbinding zijn circa 250 terminals en 70 printers aangesloten. Wordt door welke oorzaak ook de glasvezelverbinding verbroken, dan neemt de MegaBeam automatisch de transmissie over.

De MegaBeam werkt met laagvermogen infrarood (20 mW) en voorziet in een 10 Mbps Ethernet systeem, een 16 Mbps Token Ring en een 2 Mbps G703-digitale verbinding.

Korte onderbrekingen van de laserstraal zijn nauwelijks merkbaar. Een LAN-protocol zorgt net als bij een modemverbinding voor correctie. Regen, hagel, mist of sneeuw hebben geen invloed op de verbinding.

Goedkoper prototypen

Een groep vooraanstaande Europese instituten heeft met steun van de elektronica-industrie een nieuwe organisatie opgericht: de ChipShop. Het betreft hier een chip proto type service die tot doel heeft de kosten van IC prototyping alsmede de risico's welke aan het toepassen van elektronica in produkten vastzitten, te verlagen.

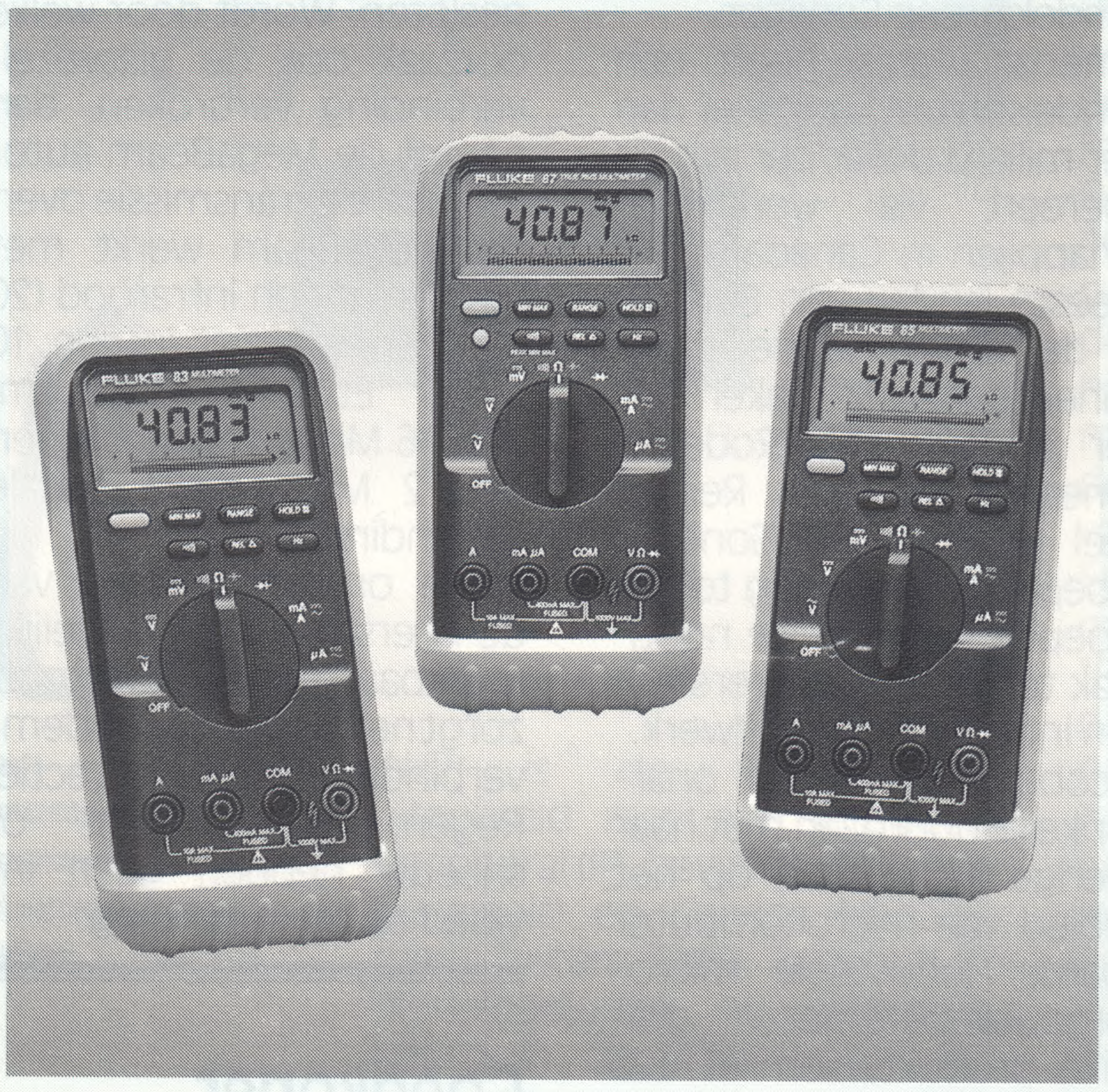
De ChipShop is speciaal opgezet voor Europese middelgrote en kleine bedrijven (MKB). Zij organiseert voor deze bedrijven regelmatig multi project wafer (MPW) runs voor chip prototyping. Verder geeft men advies over de te gebruiken ontwerpsystemen en het toe te passen chip-fabricageproces.

In Europa biedt men deze diensten aan via commerciële ontwerphuizen en via een bestaand Europees netwerk van Support & Competence Centres opgezet door de onderzoeks- en ontwikkelingsprogramma's JESSI en ESPRIT.

In ons land zal de kerngroep SCC van het Centrum voor Micro-Elektronica de bedrijven begeleiden en als intermediair optreden voor de commerciële ontwerphuizen.

FLUKE AND PHILIPS - THE GLOBAL ALLIANCE IN TEST & MEASUREMENT

Fluke 80-serie : de èchte 'MULTI'-meters



Méér multimeter-eigenschappen in een compact en handzaam instrument. Dat is het belangrijkste kenmerk van de Fluke 80-serie. Deze $3^3/_4$ digit, 4000 count multimeters (de Fluke 87 zelfs $4^1/_2$ digit) beschikken over een unieke combinatie van eigenschappen, zoals:

- frequentie-, duty cycle- en capaciteitsmetingen;
- zeer snelle bargraph met 41 of 128 segmenten;
- registratiemogelijkheid met weergave van MIN, MAX en gemiddelde;
- uitstekende EMI-afscherming, bedrijfstemperatuur van -20 tot +55 °C;
- beveiliging op alle bereiken;
- drie jaar garantie.

De Fluke 80-serie is uit voorraad leverbaar via de Fluke en Philips distributeur. Voor de adressen van leveranciers in uw omgeving kunt u bellen met 040 - 50 31 00.

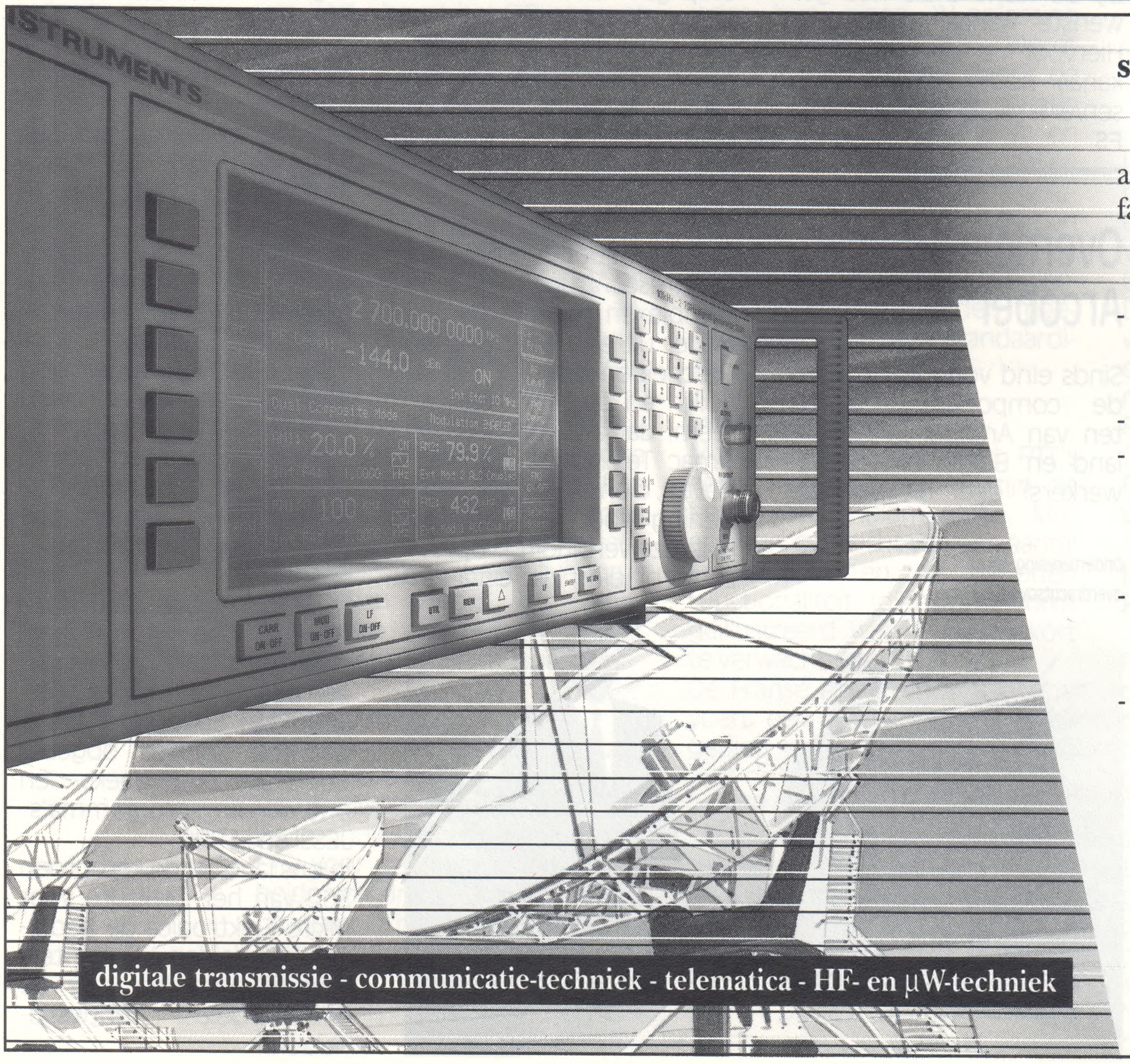
T&M Express Line: garantie voor snelle levering

T&M EXPRESS LINE

Philips Nederland B.V.
B.U. Test- en Meetapparaten

PHILIPS

PHILIPS



signaalgeneratoren

De beste specificaties vindt u achter het unieke gebruikersinterface van de 2030- en 2040-serie.

Belangrijkste eigenschappen:
- RF: 10 kHz - 1,35 GHz
  10 kHz - 2,7 GHz
  10 kHz - 5,4 GHz
- LF: 0,1 Hz - 500 kHz (2x)
- Modulatiesoorten:
  AM, FM, WBFM, ØM
  Optioneel:
  GMSK Bt 0.3, Puls, ILS, VOR
- Spectrale reinheid bij 1 GHz:
  - < 140 dBc/Hz bij 20 kHz off-set
  - < 0,3 Hz FM residu
- LF-, RF-, en sweepgenerator in één.

Marconi
Instrumenten

Postbus 645
5000 AP TILBURG
Telefoon 013 - 639540
Telefax 013 - 639663

Rechtspraak vertraagt produktintroductie

Ongeveer een half jaar later dan oorspronkelijk gepland zal AMD zijn Am486 microprocessors kunnen introduceren, als gevolg van de beslissing van een federale rechtbank, die bepaalde dat de licentie-overeenkomst tussen AMD en Intel geen betrekking heeft op de microcode in de processoren van Intel. AMD had al op een dergelijke uitslag ingespeeld en was enige tijd bezig met de ontwikkeling van een eigen microcede voor de Am486 processoren. Men onderzoekt overigens de mogelijkheden om in hoger beroep te gaan en zelfs de kansen van een nieuw geding op basis van belangrijke bewijzen die Intel (te) lang zou hebben achtergehouden.

Eerder heeft een door de rechtbank aangewezen arbiter AMD de permanente royaltee-vrije, exclusieve en niet-overdraagbare wereldwijde rechten op alle Intel copyrights, patenten, handelsgeheimen en maskerrechten in de 80386 processorfamilie toegekend, als antwoord op Intel's inbreuk op een technologie-uitwisselingsovereenkomst tussen de twee bedrijven.

Overname computerdivisie TI afgerond

Eind vorig jaar tekenden Hewlett-Packard Nederland en Texas Instruments Nederland een overeenkomst die voorziet in de overname van de internationale Computer Systems & Services Business van Texas Instruments door Hewlett-Packard. De gebruikers van de TI-systemen krijgen in de overeenkomst van HP alle waarborgen voor continuïteit en ondersteuning. De overeenkomst geeft ook garanties voor toekomstige uitbreidings- en migratiemogelijkheden voor de bestaande TI-systemen.
De betreffende divisie houdt zich bezig met commerciële, op UNIX gebaseerde multi-user computersystemen. De andere activiteiten van de TI Information Technology Group blijven in handen van Texas Instruments zelf. Voorbeelden van daarondervallende produkten zijn notebook computers, printers, software-ontwikkeling, gedistribueerde computing tools, telecommunicatiesystemen, bedrijfssystemen en systemen voor procesautomatisering.

Oud-directeur NatLab onderscheiden

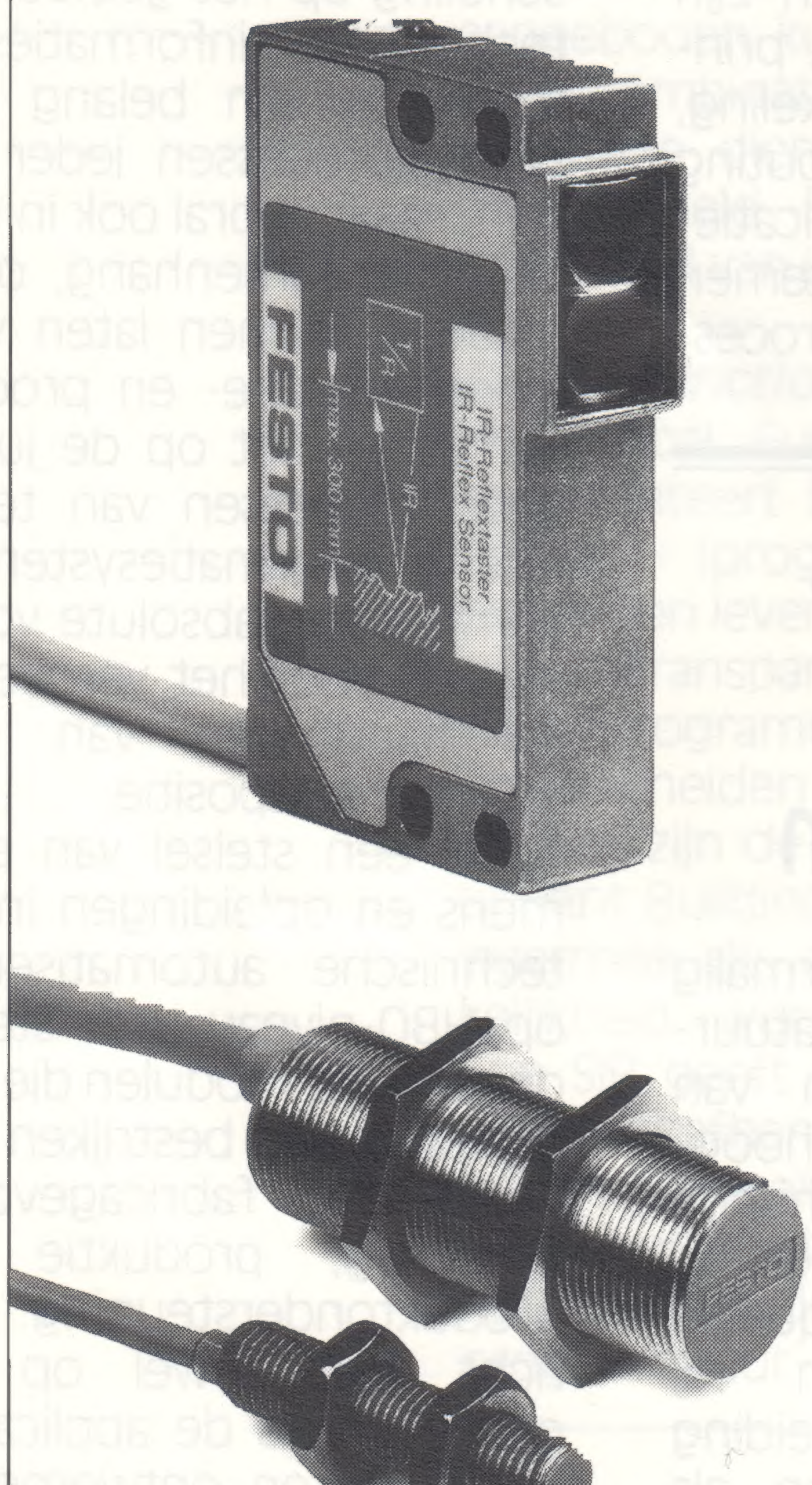
Prof.dr.ir. K. Teer, voormalig directeur van het Natuurkundig Laboratorium van Philips en bijzonder hoogleraar aan de Technische Universiteit in Delft heeft de dr.ir. C.J. de Groot-plaquette toegekend gekregen. Hij kreeg de onderscheiding voor zijn verdiensten als creatief stimulator van het onderzoek in de elektronica. Nederland heeft hierdoor een vooraanstaande rol kunnen spelen in de internationale ontwikkeling op het gebied van de digitale signaalbewerking in geluid- en beeldoverdracht.
De Stichting dr.ir. C.J. de Groot-fonds wordt gedragen door de Koninklijke PTT Nederland nv en de Vereniging FME en is in beheer bij de FME-Groep Elektrotechniek (FOEGIN). De plaquette wordt minimaal eens per vijf jaar toegekend aan een Nederlander die zich op een bijzondere wijze verdienstelijk heeft gemaakt op elektrotechnisch gebied in de ruimste zin van het woord.

Technische Informatica

Ons land is een rijkserkende opleiding rijker. Eind vorig jaar vond in Utrecht de officiële presentatie plaats van het eindrapport examenplan Technische InformatieSystemen (TIS). Deze presentatie sluit het ontwikkeltraject TIS af en luidt de officiële start van de opleidingen den de examens in.
Scholing op het gebied van technische informatiesystemen is van belang om bedrijfsprocessen ieder op zich, maar vooral ook in een integrale samenhang, optimaal te kunnen laten verlopen. Materie- en proceskennis en het op de juiste wijze toepassen van technische informatiesystemen vormen een absolute voorwaarde voor het veroveren en handhaven van een goede marktpositie.
TIS is een stelsel van examens en opleidingen in de technische automatisering op HBO-niveau. Het stelsel omvat acht modulen die het gehele traject bestrijken van ontwerpen, fabricagevoorbereiding, produktie en produktondersteuning. TIS richt zich zowel op de gebruiker als de applicatiebeheerder en -ontwerper.
Kandidaten die met goed gevolg examens hebben afgelegd voor de trajecten systeembeheerder of applicatie-ontwerper ontvangen een door het Ministerie van Economische Zaken erkend diploma. NOVI, PBNA en Volmac verzorgen op dit moment de opleidingen van de eerste TIS-modulen. Men verwacht dat later nog meer opleidingsinstituten zullen volgen.



Festo optische en inductieve sensoren.



Wie geen missers duldt bij de bewaking en besturing van machines of produktieproces kan niet om Festo heen. Ook niet als het om sensoren gaat.

Zo heeft Festo bijvoorbeeld een compleet programma optische en inductieve sensoren. Fotocellen voor het signaleren van allerlei voorwerpen en inductieve schakelaars voor de detectie van metalen onderdelen.

Het programma optische sensoren omvat objecttasters, typen met reflector, zender-ontvanger-combinaties met een bereik van 10 meter en vezeloptiek voor moeilijk bereikbare plaatsen.

Interessant als u superieure kwaliteit en een aantrekkelijke prijs naar waarde weet te schatten...

Voor wie het fijne van Festo sensoren wil weten, hebben we een compleet compendium samengesteld.

Om dit handboek in bezit te krijgen, hoeft u alleen maar deze bon in te vullen en de gehele advertentie te faxen naar faxnummer 015 - 61 10 20. Of u kunt bellen met Henrico van Zuilen via de sensoren-lijn: 015 - 69 97 82.

TELEFAXBON

Naam: ______ Bedrijf: ______

Functie: ______ Adres: ______

Postcode: ______ Plaats: ______ DAT

FESTO

Vast staat dat het Festo moet zijn

Festo B.V., Postbus 530, 2600 AM Delft.

februari

11 Automatisering: Cursus automatische identificatie: Eindhoven. Inf.: Nederlands Normalisatie Instituut, Delft, tel.: (015)-69 01 88.
11, 19 Statistiek: Pato-cursus Toegepaste statistiek met Statistical Application System (SAS), Eindhoven. Inf.: Stichting Pato, Den Haag, tel.: (070)-364 49 57.
12 Informatica: Studiedag Fuzzy Logic, Eindhoven. Inf.: Euroforum, tel.: (040)-60 88 11.
16-19 Domotechnica: Internationale vakbeurs Domotechnica, Keulen. Inf.: Ned.-Duitse Kamer van Koophandel, Den Haag, tel.: (070)-361 42 51.
17,24 Sensoren: Pato-cursus sensortechniek, Eindhoven, (vervolg ook op 3 en 10 maart). Inf.: Stichting Pato, Den Haag, tel.: (070)-364 49 57.
22-24 Computers: Supercomputing Europe '93, int. vakbeurs en conferentie,Jaarbeurs, Utrecht. Inf.: Jaarbeurs, Utrecht, tel.: (030)-95 59 11.

maart

2-5 Informatietechnologie: DIS '93, beurs voor informatie-, beeld- en documentatieverwerkingssystemen, Jaarbeurs, Utrecht. Inf.: Jaarbeurs, Utrecht, tel.: (030)-95 59 11.
2-6 Onderwijs: Nationale Onderwijs Tentoonstelling '93, Jaarbeurs, Utrecht. Inf.: Jaarbeurs, Utrecht, tel.: (030)-95 59 11.
3, 4, 10, 11 Kwaliteit: Pato-cursus Betrouwbaarheidsanalyse, Arnhem. Inf.: Stichting Pato, Den Haag, tel.: (070)-364 49 57.
4 Signaalbewerking: Technologiedag Digital Signal Processing, Delft. Inf.: Het Instrument, Soest, tel.: (02155)-2 37 39.
8-10 Computers: Pato-cursus Transputer Engineering m.b.v. parallel programmeren, Enschede. Inf.: Stichting Pato, Den Haag, tel.: (070)-364 49 57.
16-18 Management: Pato-cursus Strategisch Management, Enschede. Inf.: Stichting Pato, Den Haag, tel. (070)-364 49 57.
22-26 Informatica: Cursus Partial Differential Equations and Group Theory, Amsterdam. Inf.:CWI, Amsterdam, tel.: (020)-592 41 71.
23-24 Management: Vaardigheidstraining Trefzeker Projectleiderschap, Rotterdam. Inf.: Euroforum, Eindhoven, tel.: (040)-60 88 11.
23-25 Meten: Cursus Military Thermal Imaging, Chislehurst, Engeland. Inf.: Sira Communications, Chislehurst, Engeland, fax: 09-44 81 467 72 58.
25 Automatisering: Cursus automatische identificatie: Zwolle. Inf.: Nederlands Normalisatie Instituut, Delft, tel.: (015)-69 01 88.
29-31 Meten: Cursus Remote Sensing, University College, Londen. Inf.: Sira Communications, Chislehurst, Engeland, fax: 09-44 81 467 72 58.
30-1 (apr) Kantoor: Vakbeurs Kantoor in Bedrijf, MECC, Maastricht. Inf.: MECC, Maastricht, tel.: (043)-83 83 83.

april

19-20 Telecommunicatie: Seminar Private Automatic Branche Exchange, Maarssen. Inf.: IIR Technology, Amsterdam, tel.: (020)-675 75 41.
26 Management: Pato-cursus Analyse van Organisatieproblemen, Delft, (vervolg op 3, 10, 17 en 24 mei). Inf.: Stichting Pato, Den Haag, tel.: (070)-364 49 57.
27-29 EMC: Cursus Electromagnetic Compatibility in Instrumentation, Chislehurst, Kent, Engeland. Inf.: Sira Communications, Chislehurst, Engeland, tel.: 09-44 81 467 26 36.
29 Automatisering: Cursus automatische identificatie: Utrecht. Inf.: Nederlands Normalisatie Instituut, Delft, tel.: (015)-69 01 88.

mei

11-14 Automatisering: Vakbeurs Industriële Automatisering, RAI, Amsterdam. Inf.: RAI, Amsterdam, tel.: (020)-549 12 12.
12-14 Automatisering: Europe Software '93, internationale automatiseringsvakbeurs, Jaarbeurs, Utrecht. Inf.: Jaarbeurs, Utrecht, tel.: (030)-95 59 11.
20-24 Elektronica: Internationale vakbeurs voor elektrotechniek en elektronica Intel 93, Milaan.

juni

10, 11, 17, 18, 24, 25 Communicatie: Pato-cursus Satelliet Communicatie, Eindhoven. Inf.: Stichting Pato, Den Haag, tel. (070)-364 49 57.

september

1-5 Beveiliging: Internationale beurs Security, New Delhi, India. Inf.: Nowea International, Düsseldorf, tel.: 09-49 211 45 60 717.
7-10 Informatica: EUFIT '93, Europees congres over Fuzzy en intelligente technieken, Aken. Inf.: Elite Foundation, Aken, Duitsland, tel.: 09-49 2408 69 69.
12-14 Gereedschap: Toolex, vakbeurs voor ijzerwaren en gereedschappen, Jaarbeurs, Utrecht. Inf.: Jaarbeurs, Utrecht, tel.: (030)-95 59 11.

oktober

4-8 Elektrotechniek: Elektrotechniek '93, vakbeurs voor elektrotechniek en industriële elektronica, Jaarbeurs, Utrecht. Inf.: Jaarbeurs, Utrecht, tel.: (030)-95 59 11.
4-8 Beveiliging: Security '93, internationale beveiligingsbeurs, Jaarbeurs, Utrecht. Inf.: Jaarbeurs, Utrecht, tel.: (030)-95 59 11.
26-29 Kantoor: InterOffice '93, vakbeurs voor projectinrichting, Jaarbeurs, Utrecht. Inf.: Jaarbeurs, Utrecht, tel.: (030)-95 59 11.
27-29 Huisvesting: Bedrijfshuisvesting '93, inf. voor ondernemer en overheid over bedrijfsgebouwen en -terreinen, kantoorgebouwen etc., Jaarbeurs, Utrecht. Inf.: Jaarbeurs, Utrecht, tel.: (030)-95 59 11.

november

4-6 Multi media: Multi-media '93, Europese vakbeurs en conferentie, Jaarbeurs, Utrecht. Inf.: Jaarbeurs, Utrecht, tel.: (030)-95 59 11.
19-20 Computers: HCC Micro Computerdagen '93, computershow voor hobbyisten en professionele gebruikers, Jaarbeurs, Utrecht. Inf.: Hobby Computer Club, Houten, tel.: (03403)-7 87 88.
24-26 Hulpverlening: Rescue, Europese vakbeurs voor calamiteitenbestrijding, Jaarbeurs, Utrecht. Inf.: Jaarbeurs, Utrecht, tel.: (030)-95 59 11.

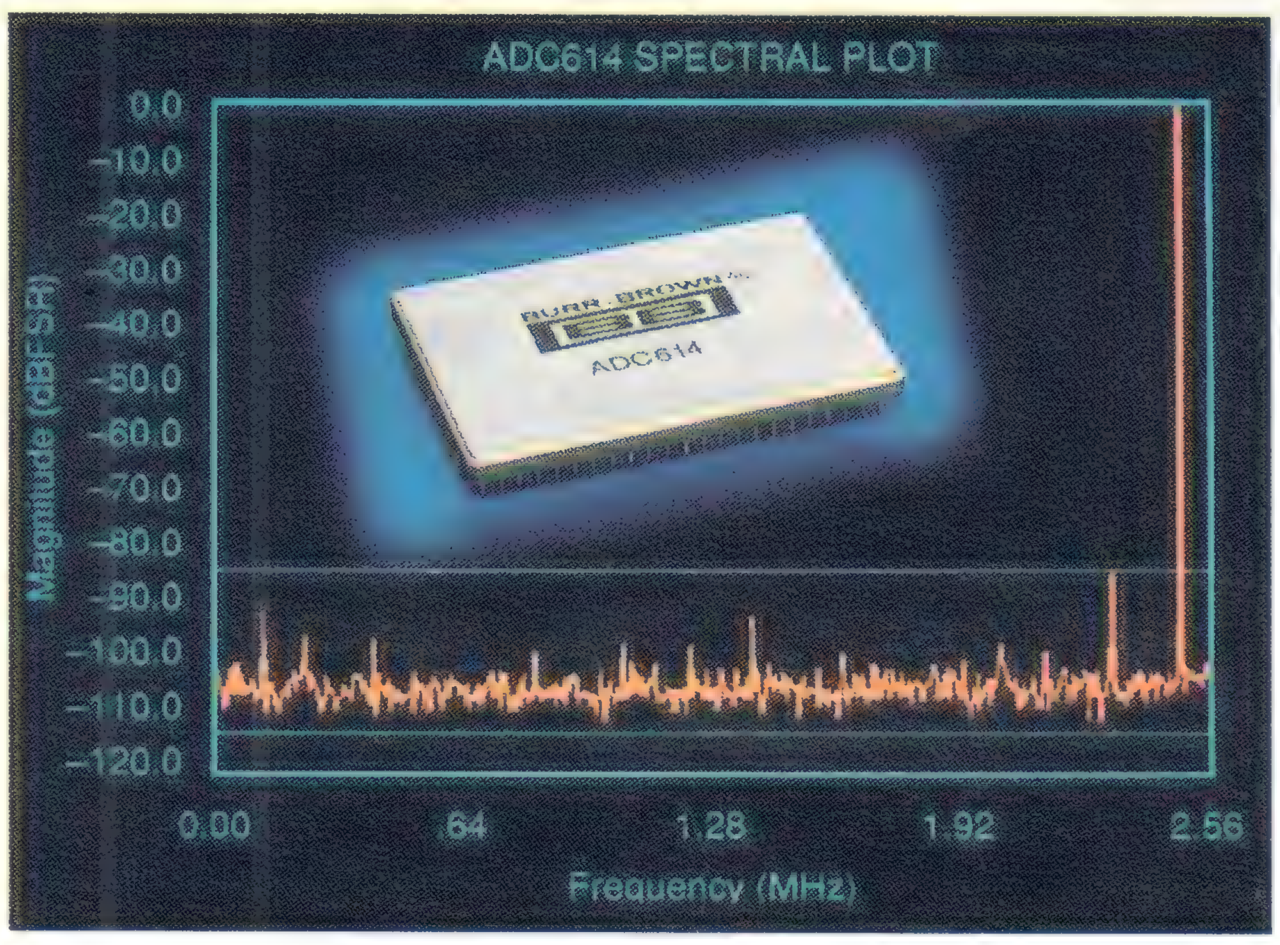
december

7-10 Afval: Ecotech Europe '93, int. vakbeurs voor afvalverwerking, recycling en milieubeheer, Jaarbeurs, Utrecht. Inf.: Jaarbeurs, Utrecht, tel.: (030)-95 59 11.

Analoog-Digitaal Convertors: kiezen voor snel òf nauwkeurig

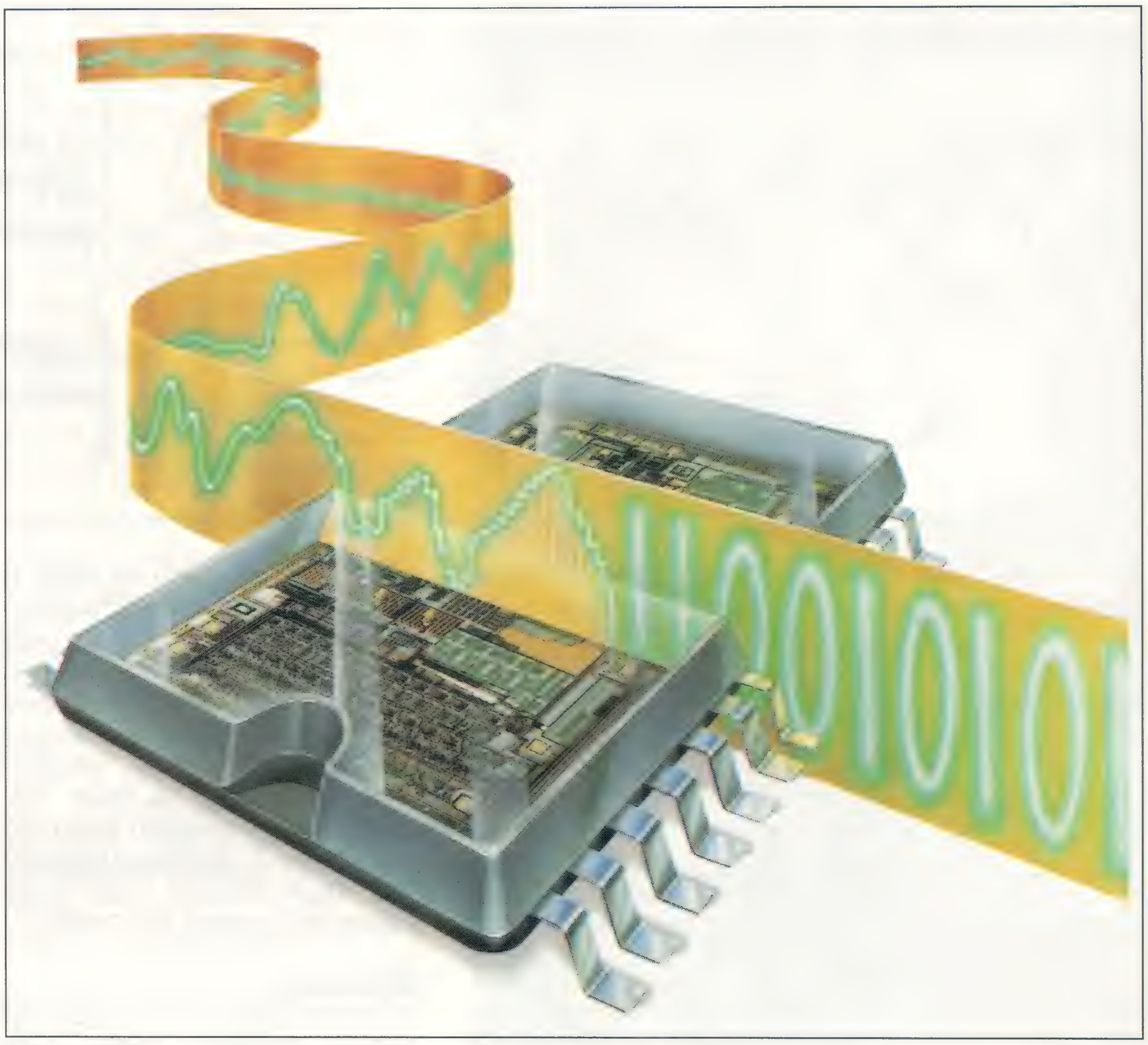
Marktaandeel ADC's met lage conversiesnelheid neemt toe

Analoog-Digitaal Convertors (ADC's) zijn de schakel tussen "Real World" analoge signalen en het digitale domein. Het meten en al dan niet geautomatiseerd bewaken van diverse grootheden alsmede het met de computer snel verwerken van meetgegevens neemt een steeds belangrijker plaats in. Niet alleen neemt het aantal meetpunten sterk toe, ook eist men betere prestaties zoals hogere snelheid en nauwkeurigheid. Om aan al deze eisen te kunnen voldoen, zijn diverse ADC-architecturen ontwikkeld, elk met eigen specifieke applicatiegebieden. Dit artikel beschrijft de meest gangbare ADC-architecturen en noemt enkele voor- en nadelen.



EDDY ELINGS
Burr-Brown Int. bv.

De positionering van de diverse ADC's is weergegeven in figuur 1. Het meest gebruikt is de "Successive Approximation" ADC. Deze ADC's zijn verkrijgbaar met een resolutie die varieert van 8 tot 18 bit en een conversiesnelheid van 100 μs tot 500 ns. Figuur 2 geeft het blokdiagram van een Successive Approximation ADC; dit type is opgebouwd uit een binair gewogen DAC, een Comparator en een Successive Approximation Register (SAR). Na een conversiecommando (CC) schakelt de SAR eerst de "Most Significant Bit (MSB)" van de DAC "hoog". De uitgang van de DAC wordt door de comparator vergeleken met het ingangssignaal. Als het DAC-signaal hoger is dan het ingangssignaal schakelt de SAR de MSB weer "laag". Als de DAC een lager signaal heeft dan de ingang blijft de MSB "hoog". Hierna wordt de tweede bit van de DAC op een zelfde manier vergeleken met het ingangssignaal. Bij een 12-bit ADC zijn twaalf van deze stappen nodig voordat de uitgang van de DAC gelijk is aan het ingangssignaal. De waarde waarop de DAC nu is ingesteld is de digitale waarde van het ingangssignaal en verschijnt op de uitgang van de ADC.



Charge-redistribution

De conventionele Successive Approximation ADC's zijn opgebouwd met een R-2R ladder "current output" DAC. De nieuwe generatie CMOS ADC's bevat een "Charge-redistribution DAC": deze C-dac maakt gebruik van een binair gewogen condensator array (figuur 3). De C-dac heeft tevens de functie van een Sample & Hold circuit. In de "Sample mode" staat de MSB-schakelaar (S_1) in positie "S", zodat de lading op de MSB-condensator overeenkomt met het ingangssignaal. De schakelaars S_2 en S_3 staan in positie "G". Schakelaar S_c wordt gesloten waardoor de ingangsoffset van de comparator op nul wordt gezet. Na een conversiecommando opent S_1 zodat de lading op de MSB-condensator vastgehouden wordt. Tegelijkertijd wordt S_c geopend zodat de ingang van de comparator gaat zweven. Gedurende de conversie worden S_1, S_2 en S_3 successievelijk in positie "R" en "G" geschakeld om de juiste combinatie te vinden die de comparator op nul zet. Deze combinatie vertegenwoordigt de digitale waarde van het ingangssignaal. Deze Charge-redistribution ADC's verbruiken veel minder energie dan de R-2R typen. Veelal werken deze CMOS convertors op een enkelvoudige voedingsspanning van +5 volt. De ADS7805 van Burr-Brown is een 16-bit 100 kHz ADC compleet met een referentie aan boord die maximaal 100 mW bij +5 V verbruikt. De R-2R en de Charge-redistribution SAR-ADC's zijn beide general purpose ADC's met een grote nauwkeurigheid en een hoge snelheid. De SAR-ADC's zijn eenvoudig te multiplexen. De conversie hoeft niet gesynchroniseerd te worden zodat ze bijvoorbeeld getriggerd kunnen worden door externe signalen. Dit is met een Delta-Sigma ADC niet mogelijk.

Flash-convertor

De flash convertor is na de SAR-ADC de meest gebruikte ADC. De Flash ADC biedt de snelste ADC-architectuur: de conversie gebeurt in één enkele cyclus. Deze ADC's zijn leverbaar met een resolutie van 4 tot 10 bit en een conversiesnelheid tussen 1 en 200 MHz. Figuur 4 laat een blokschema van een Flash ADC zien. De Flash ADC is opgebouwd uit een weerstandsladdernetwerk dat de kwantiseringsniveaus bepaalt. Het ingangssignaal wordt vergeleken met deze kwantiseringsniveaus door 2m-1 comparatoren (m = aantal bits). De uitgang van deze comparatoren wordt omgezet in een binaire code. Resoluties van meer dan 10 bit zijn in de praktijk niet realiseerbaar in verband met het grote aantal comparatoren dat hiervoor nodig is. Een 10-bit convertor bestaat bijvoorbeeld uit 1023 comparatoren. Dit aantal verdubbelt bij elke bit extra resolutie. De offset van de comparatoren moet kleiner zijn dan de kwantiseringsniveaus om

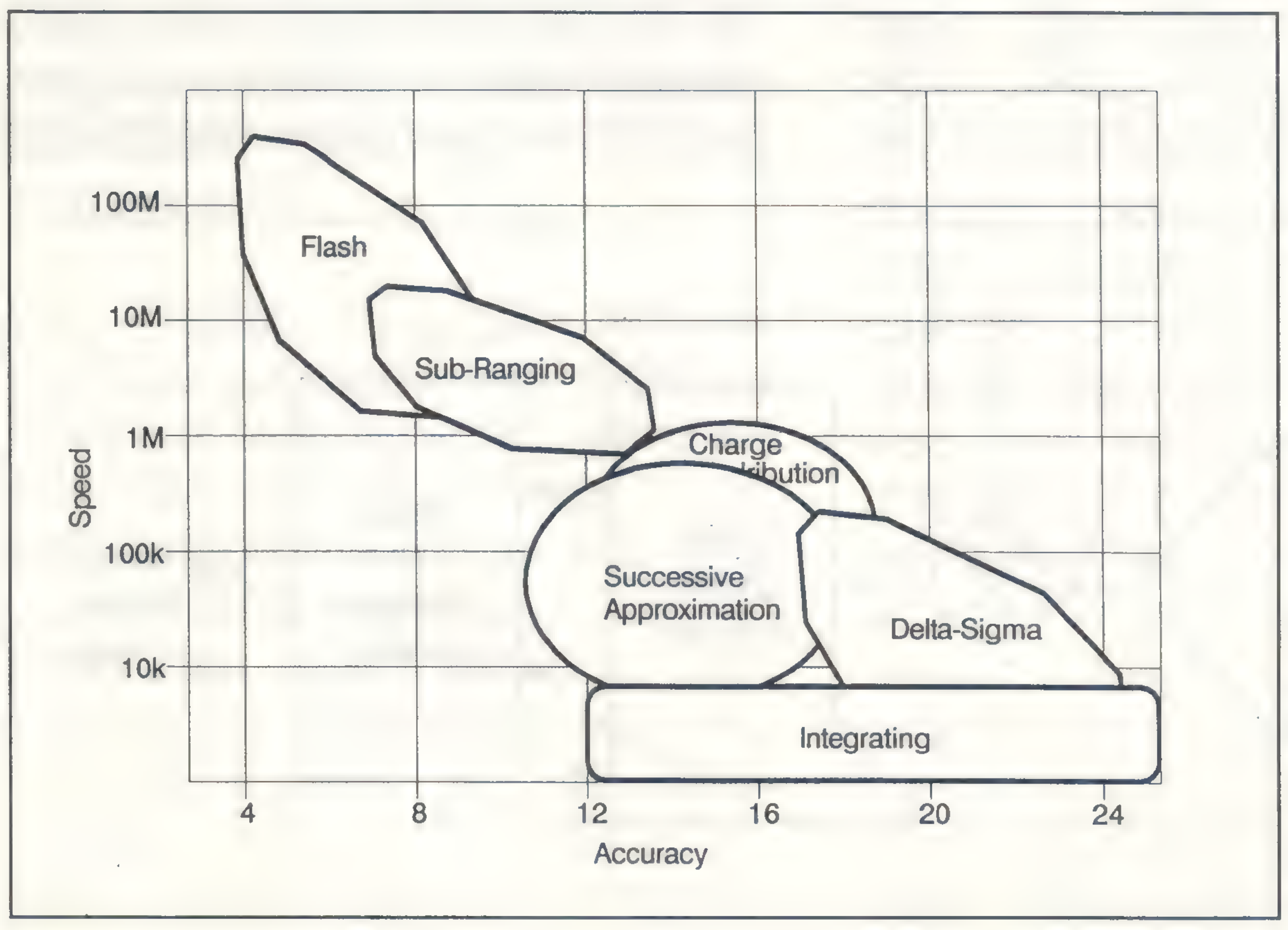


Fig. 1. Positionering van de diverse ADC's met betrekking tot hun snelheid en hun nauwkeurigheid.

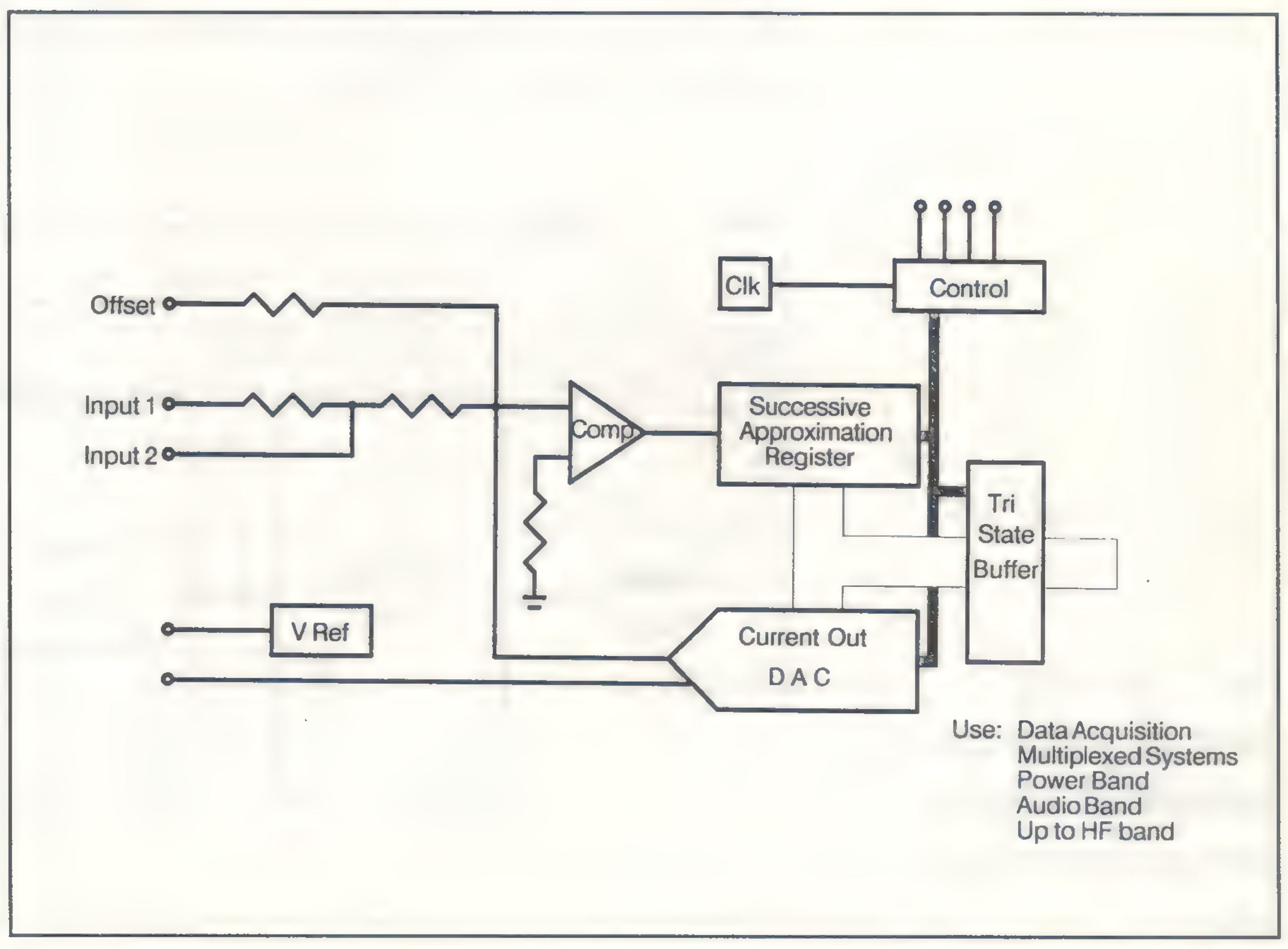


Fig. 2. Blokdiagram van een Successive Approximation ADC; dit type is opgebouwd uit een binair gewogen DAC, een Comparator en een Successive Approximation Register (SAR).

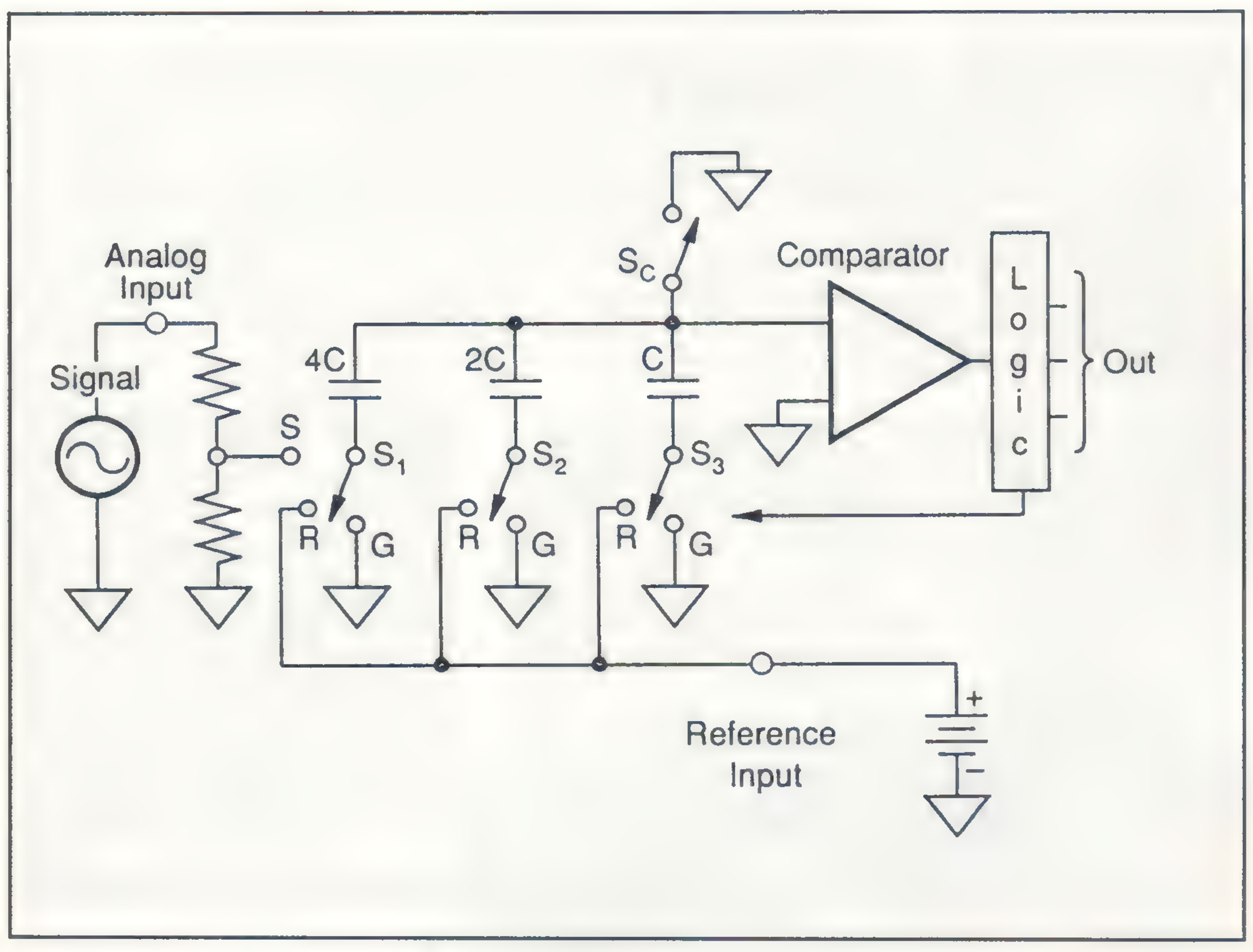


Fig. 3.
De nieuwe generatie CMOS ADC's bevat een "Charge-redistribution DAC": deze C-dac maakt gebruik van een binair gewogen condensatorarray.

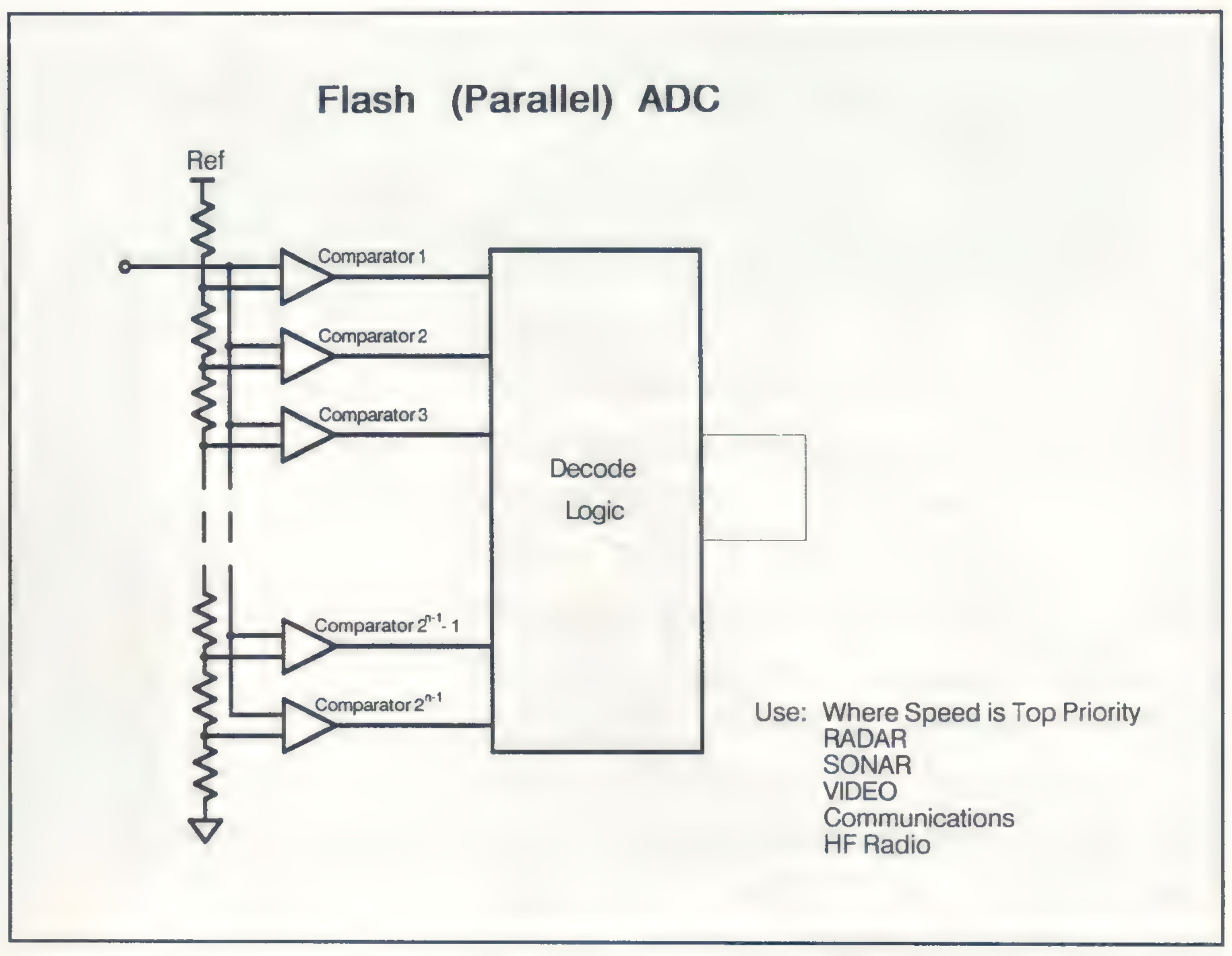


Fig. 4.
Blokschema van een Flash ADC zien. De Flash ADC is opgebouwd uit een weerstandsladdernetwerk dat de kwantiseringsniveaus bepaalt.

een monotone ADC te verwezenlijken. Behalve de snelste architectuur die beschikbaar is, biedt de flash convertor echter ook de architectuur met de grootste ingangscapaciteit doordat alle comparatoren parallel aangestuurd worden (bij een 8-bit ADC bijvoorbeeld 256 stuks). Door deze hoge ingangscapaciteit moet extra aandacht worden besteed aan het bufferen van het ingangssignaal. Hiervoor moet een buffer met een lage uitgangsimpedantie worden gebruikt. Omdat een Flash ADC in één stap de conversie doet, is in principe geen sample & hold nodig. Bij hoge frequenties gaat echter het verschil in propagation delay van de comparatoren een rol spelen. Het volgende rekenvoorbeeld laat zien hoe groot de "aperture delay" van een 8-bit, 200 MHz ADC mag zijn om een signaal volgens Nyquist te converteren met een maximale fout van 1 LSB.

$T_a=E_n/(D_{fs}/D_t)=1/256*P*100^6=12{,}5$ ps

T_a=aperture tijd
E_n= error (1LSB)
F_s= Frequentie
D_{fs}/D_t= max. signaalverandering=(2^n)(LSB)(7)(F_s)

Deze 12,5 ps aperture delay is niet haalbaar door matching van de propagation delay van de comparatoren. De AD770 van Analog Devices is een voorbeeld van een 8-bit, 200 MHz ADC met 340 ps aperture delay. Om toch lage vervorming bij hoge frequenties te verkrijgen kan men een sample & hold gebruiken om het ingangssignaal tijdens de conversie constant te houden.

Subranging

De derde groep ADC's zijn die van het subranging type. Een subranging ADC gebruikt 2 of meer Flash ADC's en een digitaal correctiesysteem om een snelle ADC met hoge resolutie te realiseren. Deze architectuur wordt gebruikt voor ADC's met een resolutie van 12-16 bit en een conversiesnelheid tot 20 MHz. Figuur 5 laat het blokschema zien van de ADC614 van Burr-Brown. Dit is een 14 bit 5 MHz "two-step subranging" ADC. Het subranging ADC werkt als volgt: na het conversiecommando gaat de Sample and Hold Convertor (SHC) in "hold-mode"; de uitgang van de SHC wordt geconverteerd met een 8-bit flash convertor. Deze 8 bits worden daarna door een zeer nauwkeurige 8-bit DAC weer omgezet in een analoog signaal. Deze analoge versie van de 8 MSB's van het ingangssignaal worden door een verschilversterker afgetrokken van het originele ingangssignaal. Het verschil wordt versterkt en door een tweede 8-bit flash ADC geconverteerd. Het "digital error correction" circuit maakt van de twee 8-bit signalen één 14-bit uitgangssignaal. Voor de foutcorrectie wordt een overlap van 2 bits gebruikt. Bij resoluties van meer dan 14 bits wordt gebruik gemaakt van een "3-step" ADC.

Integreren

Voor het nauwkeurig meten van signalen met een beperkte bandbreedte zijn integrerende ADC's zeer geschikt. Deze ADC's zijn verkrijgbaar met een resolutie van 12 tot 24 bits en een conversiesnelheid tot 10 kHz. De meest bekende varianten zijn de "Voltage to Frequency Convertors" (figuur 6) en de "Dual Slope Convertor" (figuur 7). Alle andere convertors maken een "snapshot" van het ingangssignaal. De VFC en dual-slope ADC maken gebruik van een integrerende ingang waardoor deze typen minder gevoelig zijn voor ruis en interferentiesignalen zoals 50 Hz brom. De ruis word weggemiddeld terwijl door een juiste keuze van de integratietijd

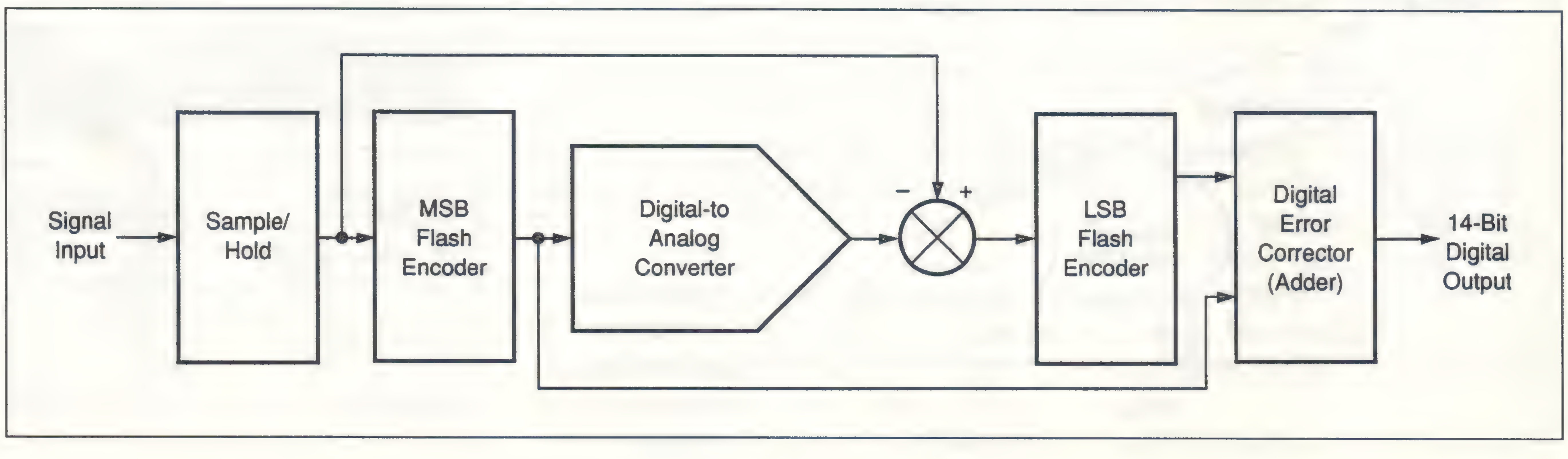


Fig. 5.
Blokschema van de ADC614 van Burr-Brown. Dit is een 14 bit 5 MHz "two-step subranging" ADC

een zeer goede onderdrukking van bekende interferentiesignalen gerealiseerd kan worden. Figuur 8 laat de frequentiekarakteristiek van een integrerende ADC zien. Bij f_s en al zijn harmonischen bevindt zich een "nul" die gebruikt kan worden om bijvoorbeeld een 50Hz-brom te onderdrukken.

Dual-Slope

Meten met een dual-slope ADC gebeurt in twee fasen, een signaalintegratiefase en een DE-integratiefase. Tijdens de integratiefase wordt gedurende een vaste tijd het ingangssignaal geïntegreerd. Tijdens de DE-integratiefase wordt de integratiecondensator ontladen via de referentie. Deze DE-integratietijd is afhankelijk van het verschil tussen de door het ingangssignaal opgebouwde spanning en de referentiespanning. Door het meten van deze tijd wordt de waarde van het ingangssignaal bepaald. Doordat integratie en DE-integratie via een zelfde RC-combinatie plaats vindt, wordt drift van deze componenten gecompenseerd. Een afgeleide van de dual-slope is de quad-slope. De opbouw van de quad-slope is gelijk aan die van de dual-slope, echter wordt de integratie- en DE-integratiecyclus twee maal doorlopen tijdens een conversie, namelijk ook eenmaal als kalibratiemeting met de ingang aan aarde.

Spanning naar frequentie omzetter

Een spanning-naar-frequentie omzetter (VFC) zet het ingangssignaal om in een frequentie. Het ingangssignaal wordt geïntegreerd naar nul. Als de uitgang van de integrator nul wordt, triggert de comparator een monostabiele multivibrator. Deze "one-shot" zorgt voor een uitgangspuls en sluit de resetschakelaar, zodat de integratiecondensator zich kan ontladen. De ontlaadstroom is $I_{reset} - I_{in}$. Zo ontstaat een zelf-oscillerend systeem met een frequentie die afhankelijk is van de ingangsspanning. Het voordeel van deze methode is dat continu wordt geïntegreerd. Hierdoor gaat een minimale hoeveelheid informatie verloren. Nadeel ten opzichte van de dual-slope convertor is dat de drift van de externe componenten (R_{in}, C_{int} en C_{os}) direct van invloed is op de uitgangsfrequentie.

Een nieuwe generatie VFC's zijn de gesynchroniseerde VFC's, zoals de VFC100 van Burr-Brown (figuur 9). Bij deze VFC wordt de one-shot periode afgeleid van een externe (systeem)klok. Door ook een precisie-ingangsweerstand (R1) op de chip te integreren zijn er geen externe componenten meer die de conversie beïnvloeden. De transferfunctie van de VFC100 is verrassend eenvoudig, namelijk: $F_{out}=(V_{in}/20)F_{clock}$. De VFC100 heeft ook een 5V-referentie aan boord die onder andere gebruikt kan worden om een bipolaire ingang te verwezenlijken. Een ander voordeel van deze VFC's is het feit dat het uitgangssignaal gesynchroniseerd is met de systeemklok zodat de teller geen pulsen kan missen.

Er zijn ook diverse varianten integrerende ADC's op de markt met een geheel eigen structuur, zoals de DDC101 (direct digital converter). Figuur 10 is het vereenvoudigde blokschema hiervan. Het circuit bestaat uit een geschakelde integrator met kleine ingangsstroom (100 fA), gevolgd door een zelfinstellende floating point versterker en een 13-bit ADC. De oversampled data gaat naar een digital decimating filter dat de data omzet in een 20-bit seriële uitgang. Deze convertor is in het bijzonder geschikt voor het digitaliseren van ultra-kleine signalen zoals van

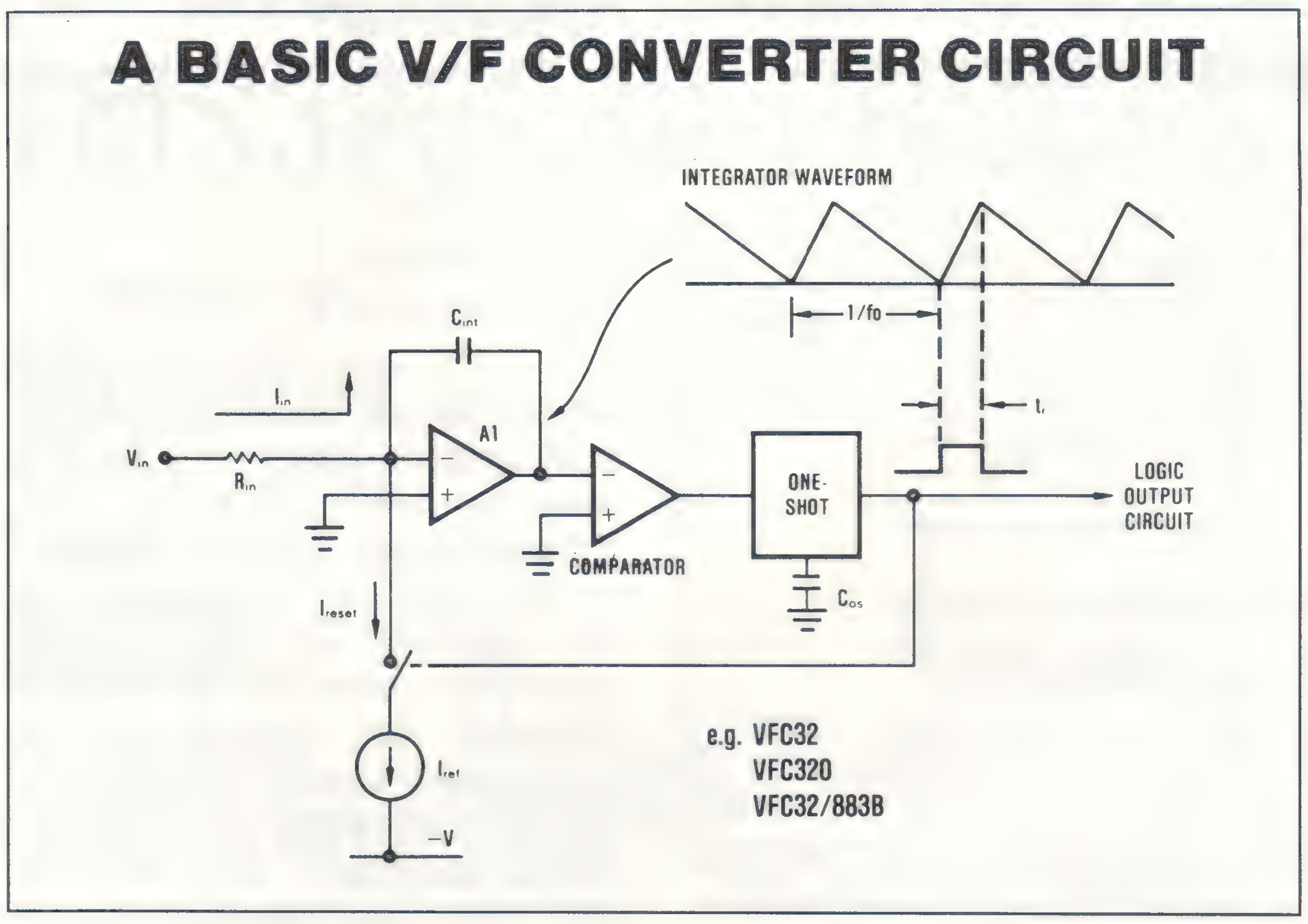


Fig. 6.
Een bekende variant van integrerende ADC's is de "Voltage to Frequency Convertors (VFC)".

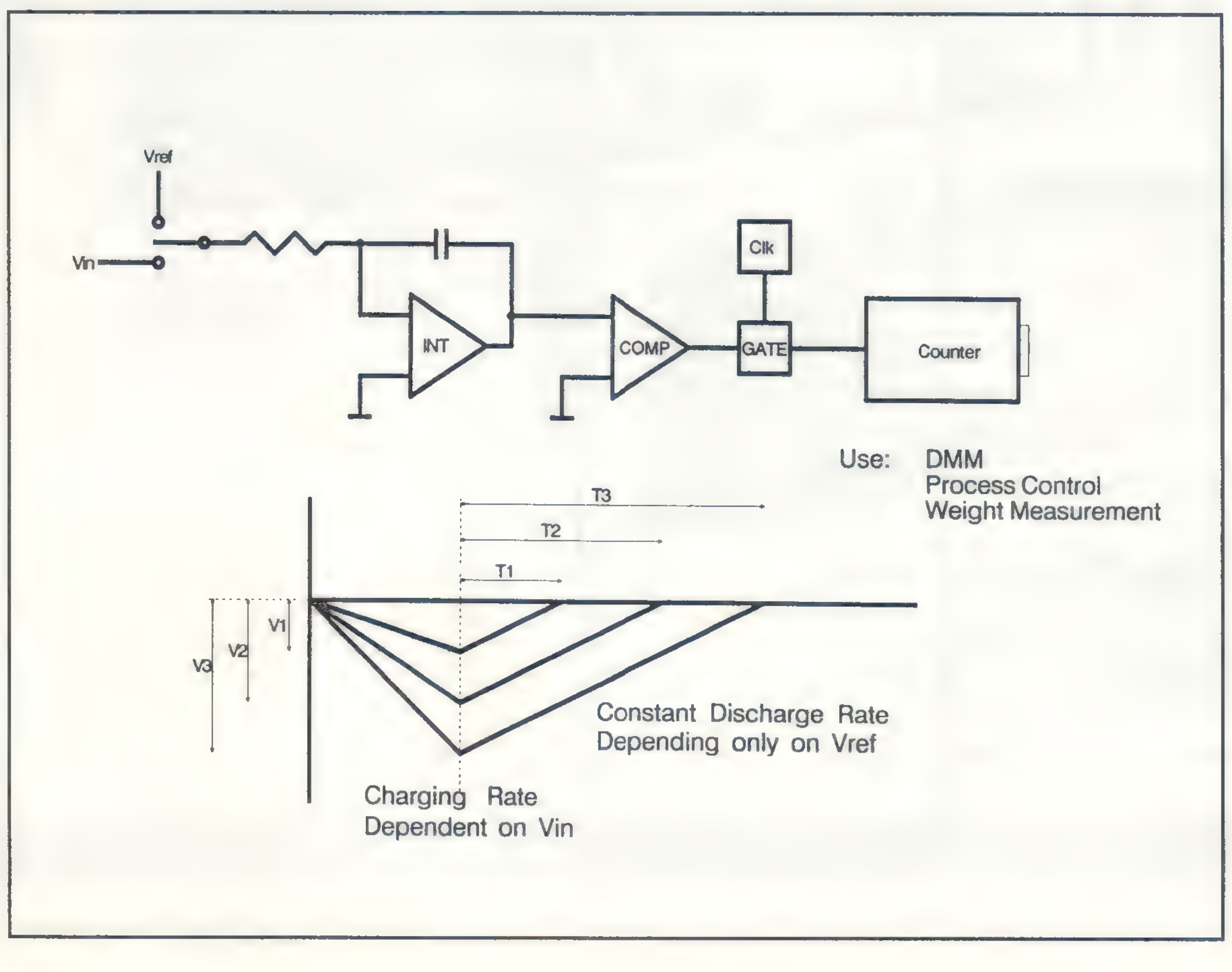


Fig. 7.
De "Dual Slope Convertor".

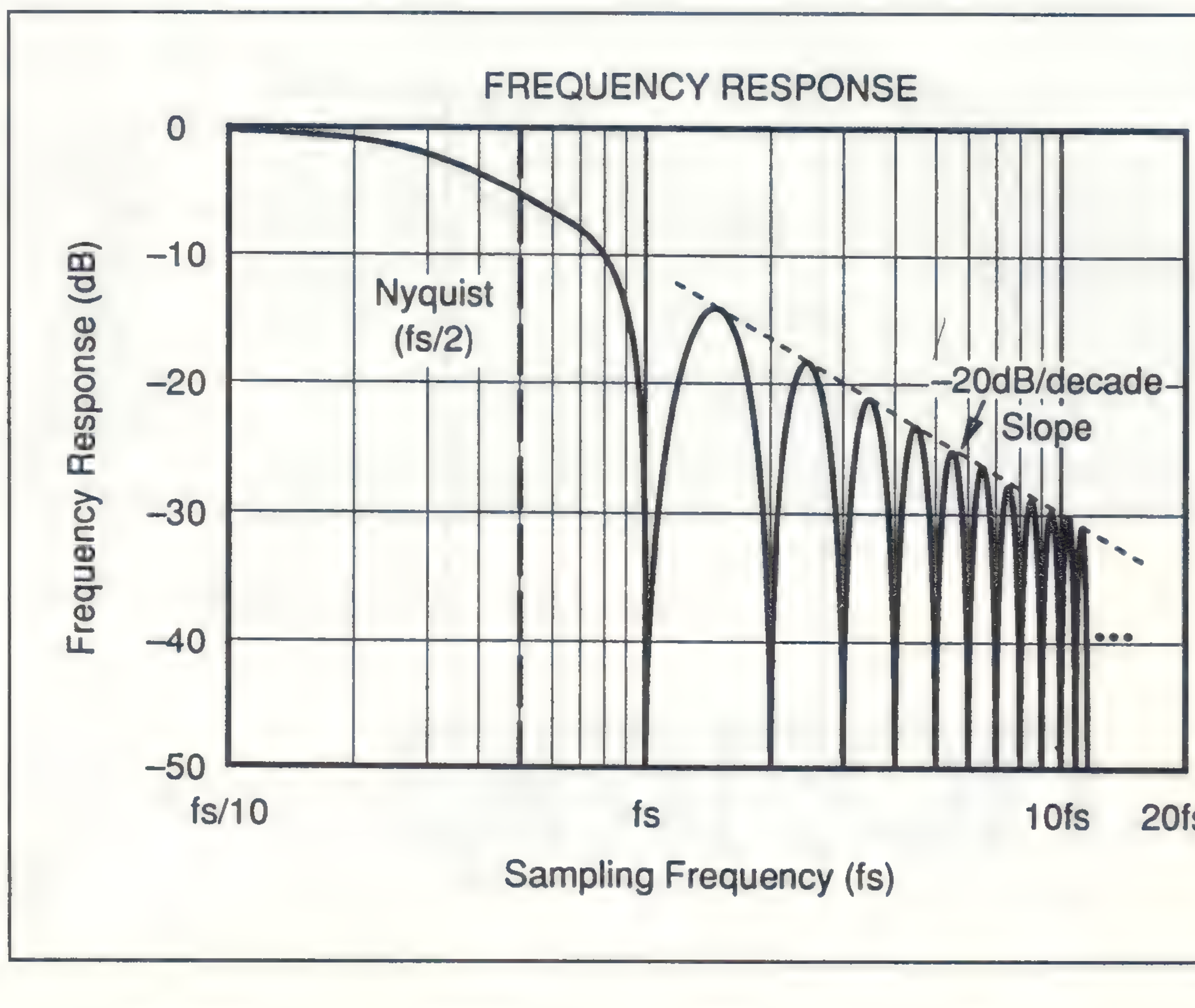


Fig. 8.
Frequentiekarakteristiek van een integrerende ADC.

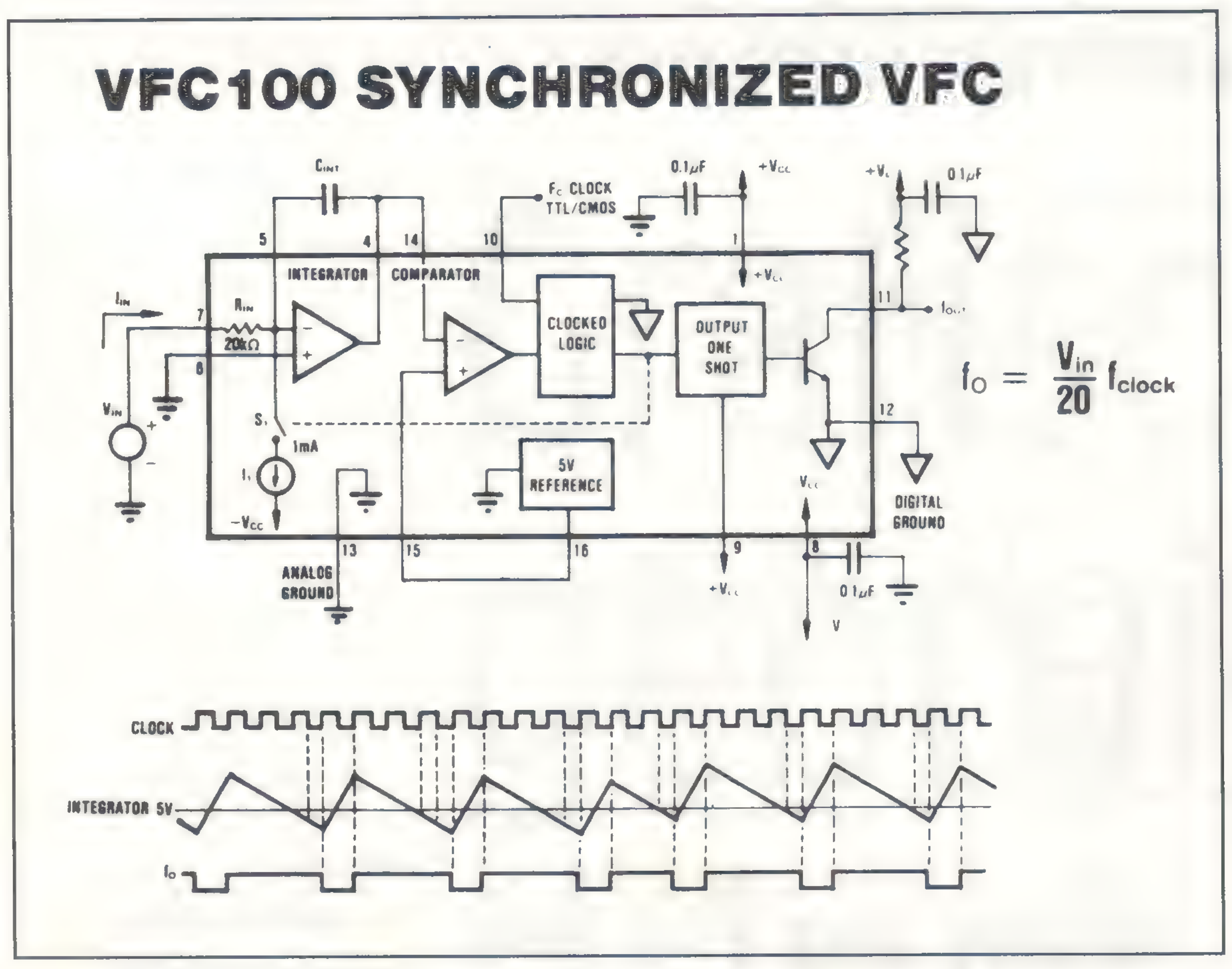


Fig. 9. Gesynchroniseerde VFC100 (Burr-Brown).

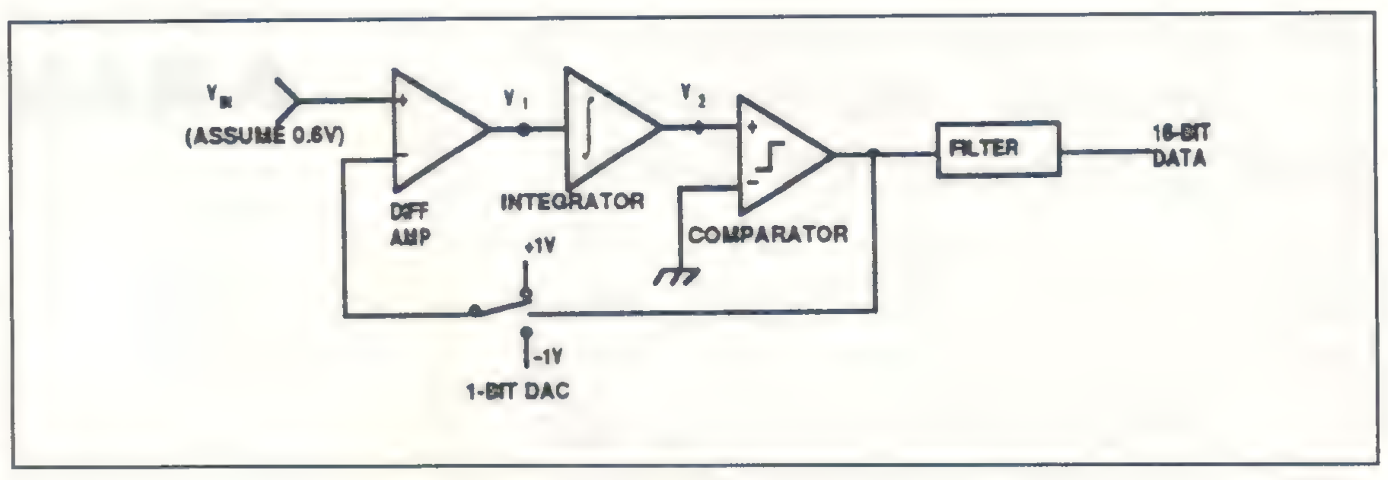


Fig. 10. Een variant van een integrerende ADC is de DDC101 (direct digital convertor), die bestaat uit een geschakelde integrator, een zelfinstellende floating point versterker en een 13-bit ADC.

fotodioden. Deze kunnen zonder extra versterking rechtstreeks op de DDC101 worden aangesloten.

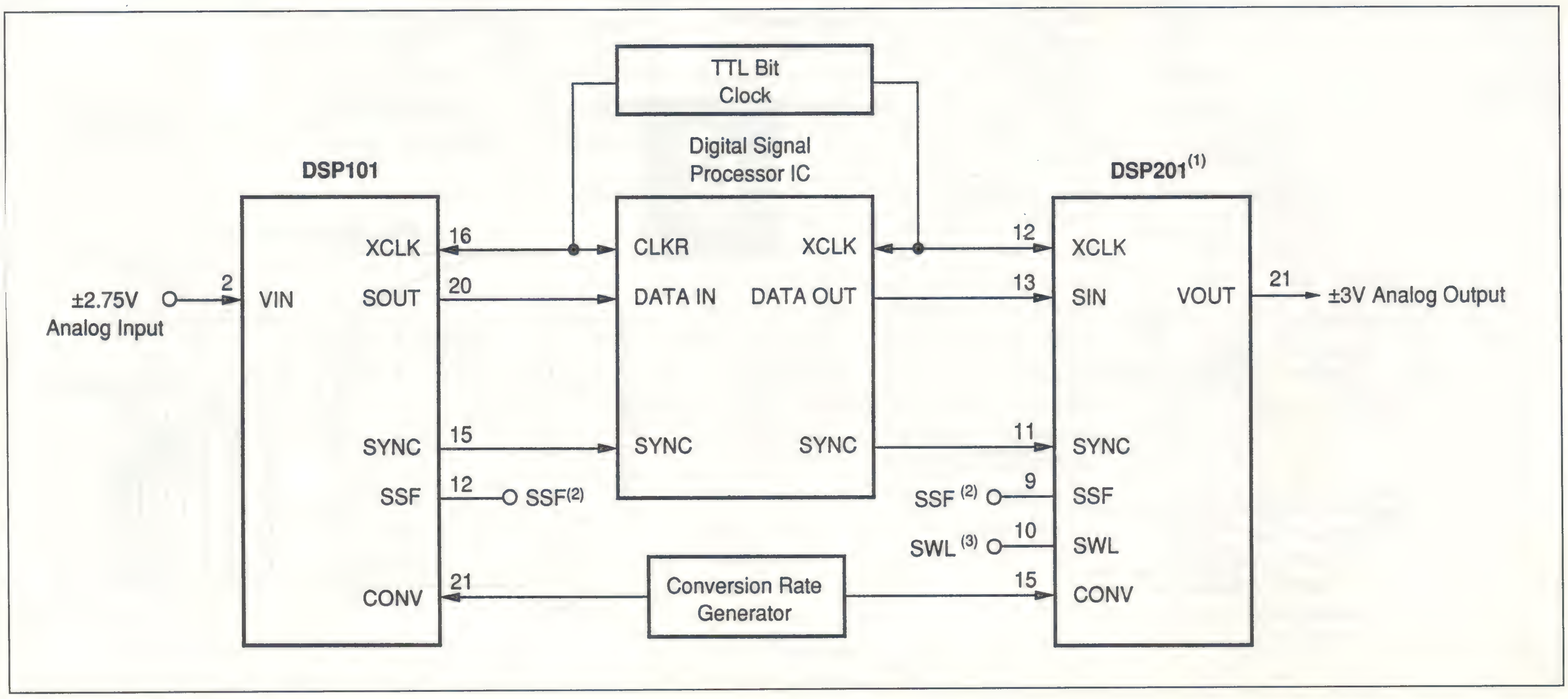
Delta-Sigma

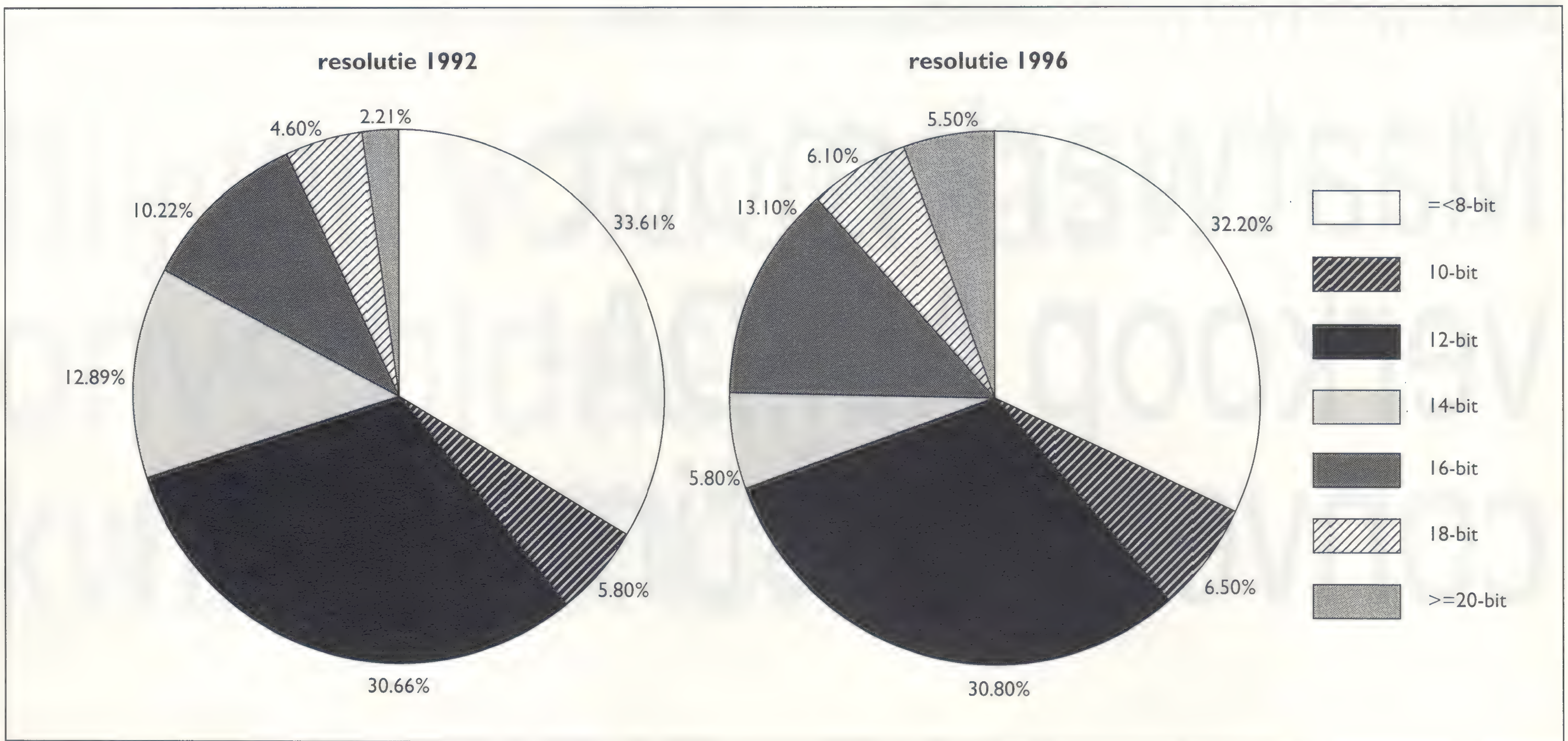
De laatst beschreven ADC-architectuur in dit artikel is de Delta-Sigma Convertor. Op dit moment is dit, in vergelijking met de hiervoor besproken ADC's, de convertor met het kleinste marktaandeel. Door de grote belangstelling en toename van het aanbod zal dit zeker snel veranderen. De Delta-Sigma ADC's zijn leverbaar met een resolutie van 16 tot 21 bit en een bandbreedte van 10 Hz tot 20 kHz. Deze bandbreedte wordt door de Delta-Sigma ADC stevig oversampled (1000 tot 2000 maal). Figuur 11 laat het blokschema van een Delta-Sigma ADC zien. De convertor bestaat uit een verschilversterker, een integrator, een comparator, een 1-bit DAC en een decimation filter. Afhankelijk van de uitgang van de comparator wordt de uitgang van de DAC door de verschilversterker opgeteld of afgetrokken van het ingangssignaal. De uitkomst van de verschilversterker verandert het integratieniveau. De uitgang van de integrator wordt aangeboden aan de comparator. Met het opnieuw aansturen van de 1-bit DAC wordt een nieuwe conversiecyclus gestart. De uitgang van de comparator die de DAC bestuurt dient tevens als digitale uitgang. Deze data "bit-stream" wordt gemiddeld en gefilterd door het digitale filter. Een Delta-Sigma ADC is per definitie lineair. De kwantiseringsniveaus zijn exact gelijk omdat ze door dezelfde 1-bit DAC worden opgebouwd. Lineariteitsfouten, vooral bij grote signaalniveaus, ontstaan in de integrator. Een voordeel van de Delta-Sigma is het inherente filter, zodat geen complexe externe anti-aliasing filters nodig zijn. De Delta-Sigma kan echter geen step-response verwerken, zodat deze ADC's niet geschikt zijn voor gemultiplexte signalen. Deze beperking is door diverse fabrikanten omgezet in een voordeel: er zijn momenteel "dedicated ADC's" op de markt die ontwikkeld zijn om één specifiek sensorsignaal, bijvoorbeeld van rekstrookjes, te converteren. Dit is een sterk groeiend toepassingsgebied van de Delta-Sigma convertor. Een beperking van de Delta-Sigma is de grote propagation delay, die problemen kan veroorzaken in "real-time" applicaties zoals PID-regelingen of PA-audio systemen. Het "sensor type" Delta-Sigma ADC kan een delay hebben van meer dan 100 ms.

Digitale Signaal Processing

Om de van de ADC's afkomstige data te verwerken, worden steeds meer Digitale Signaal Processoren (DSP's) toegepast. Voor communicatie met een ADC maakt een DSP meestal gebruik van een snelle seriële bus. Een aantal nieuwe-generatie ADC's zijn speciaal ontworpen om op een eenvoudige manier te communiceren met deze seriële bus. Belangrijk is dat de seriële bus snel genoeg is. Een eigenschap die de interfacing vereenvoudigt is een synchronisatie-uitgang waarmee de DSP en de ADC-klok worden gesynchroniseerd. Een andere veel gebruikte optie is de TAG-ingang; op deze ingang kan extra informatie worden aangeboden die dan samen met de

Fig. 11. Blokschema van een Delta-Sigma ADC.



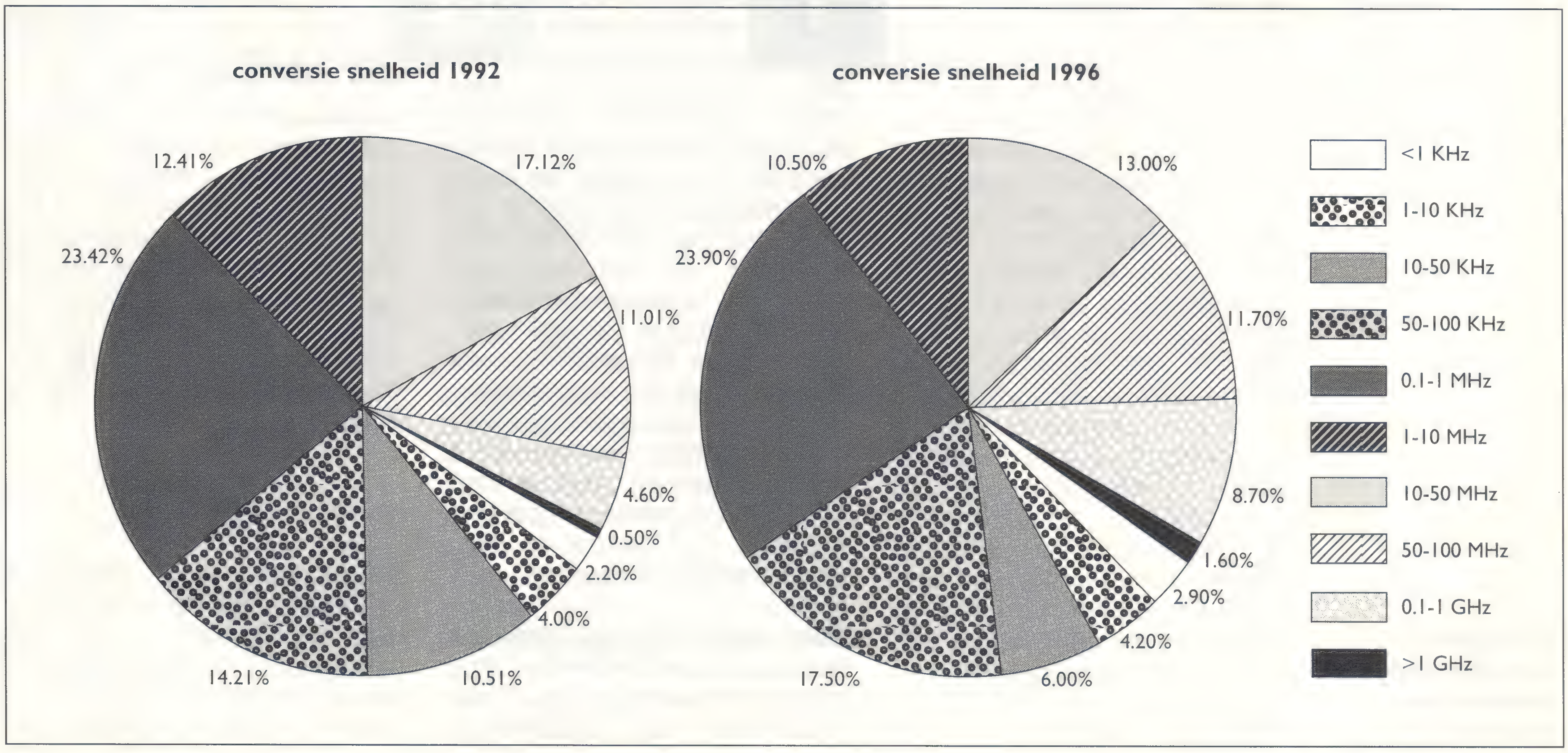


ADC-meetwaarde als een datawoord naar de DSP wordt gestuurd. Dit TAG-signaal kan bijvoorbeeld informatie bevatten over de stand van een programmeerbare versterker of multiplexer. De ADS7809 (Burr-Brown) is een 16-bit 10 μs charge-redistribution ADC die al deze features heeft. De DSP102 is een dual 18-bit ADC met een universele DSP interface. Deze ADC's kunnen 16, 18, 24 of 32-bits poorten aansturen zodat ze zonder enige interfacelogica op elke willekeurige DSP aangesloten kunnen worden. De 32-bits mode geeft de mogelijkheid om beide ingangssignalen in één datawoord naar de DSP te sturen. Figuur 15 laat zien hoe eenvoudig een TMS320C31 DSP van Texas Instruments kan interfacen met de DSP102 en de DSP202 (dual DAC). Zo kan een tweekanaals analoog I/O systeem worden opgebouwd.

Door de creativiteit van de ADC-ontwerpers is het mogelijk met een steeds grotere resolutie signalen te digitaliseren. Figuur 12 laat de verdeling in hoeveelheid resolutie zien en de verwachting voor de komende jaren. Er is een sterke toename te verwachten van ADC's met een resolutie van 16-bit en hoger. Deze vraag naar resolutie ontstaat voor een deel uit de noodzaak van nauwkeuriger meten, maar ook doordat de hoge resolutie ADC's betaalbaar worden en daardoor in meer applicaties inzetbaar zijn. Figuur 13 laat de marktverdeling zien van de ADC's, gesegmenteerd op snelheid. Opvallend is dat het marktaandeel van de ADC's met een conversiesnelheid van minder dan 10 kHz toeneemt. Dit komt onder andere doordat er steeds vaker één ADC per sensor wordt gebruikt in plaats van één ADC plus een multiplexer.

Fig. 12.
Steeds hogere resoluties weet men bij het digitaliseren te realiseren. Hier is de verdeling in hoeveelheid resolutie en de verwachting voor de komende jaren weergegeven.

Fig. 13.
Marktverdeling van ADC's, gesegmenteerd op snelheid. Opvallend is dat het marktaandeel van de ADC's met een conversiesnelheid van minder dan 10 kHz toeneemt



Dataconvertors voor verschillende toepassingsgebieden

Maatwerk moet verkoop AD/DA-convertors stimuleren

Het aanbod van dataconvertors is de afgelopen jaren sterk toegenomen waardoor het steeds belangrijker wordt om maatwerk voor verschillende soorten applicaties aan te dragen. Maatwerk kan in deze onder andere bestaan uit integratie van referentie en track/hold, interfacing-mogelijkheden, besturing van externe componenten, interne multiplexer en RAM voor gelijktijdige digitalisering van meerdere kanalen.

ING. W.A. VAN MEIJEREN
applicatie support Maxim, afdeling
Componenten en Systemen,
Koning en Hartman, Delft

Toepassingen die om nauwkeurige A/D-convertors vragen zijn bij voorbeeld rekstrookjes, thermokoppels, druk- en flowmeters. Een laag stroomverbruik en hoge ingangsimpedantie zijn extra voordelen gezien de trend naar draagbare apparatuur en het gemak van het rechtstreeks aansluiten van opnemers met een hoge uitgangsimpedantie. Een produkt voor dit soort toepassingen is de MAX132, een multi-slope 18 bits + sign nauwkeurige A/D-omzetter met een 4-draads seriële interface en 4 digitale uitgangen voor het aansturen van externe componenten zoals multiplexers en programmeerbare versterkers.

Multi-slope versus dual-slope

Een dual-slope omzetter integreert eerst de ingangsspanning gedurende een tijdsinterval. Daarna wordt de condensator van de integrator ontladen tot nul volt met een referentiespanning van omgekeerde polariteit ten opzichte van de ingangsspanning. De nuldoorgang triggert een comparator. Tijdens intervallen van integreren/de-integreren (ontladen) wordt een teller aangestuurd die afhankelijk van de klokfrequentie telt. De ingangsspanning V_{in} wordt dus gemeten als produkt van de referentiespanning en de verhouding laden/ontladen van de integrator.

$$V_{in} = V_{REF} \times \frac{t_{int\,(ontladen)}}{t_{int\,(laden)}} \qquad (1)$$

Beperkingen van dual-slope omzetting zijn de nauwkeurigheid van de teller en de trage conversietijd. De nauwkeurigheid van de teller is afhankelijk van de klokfrequentie (hoe korter een

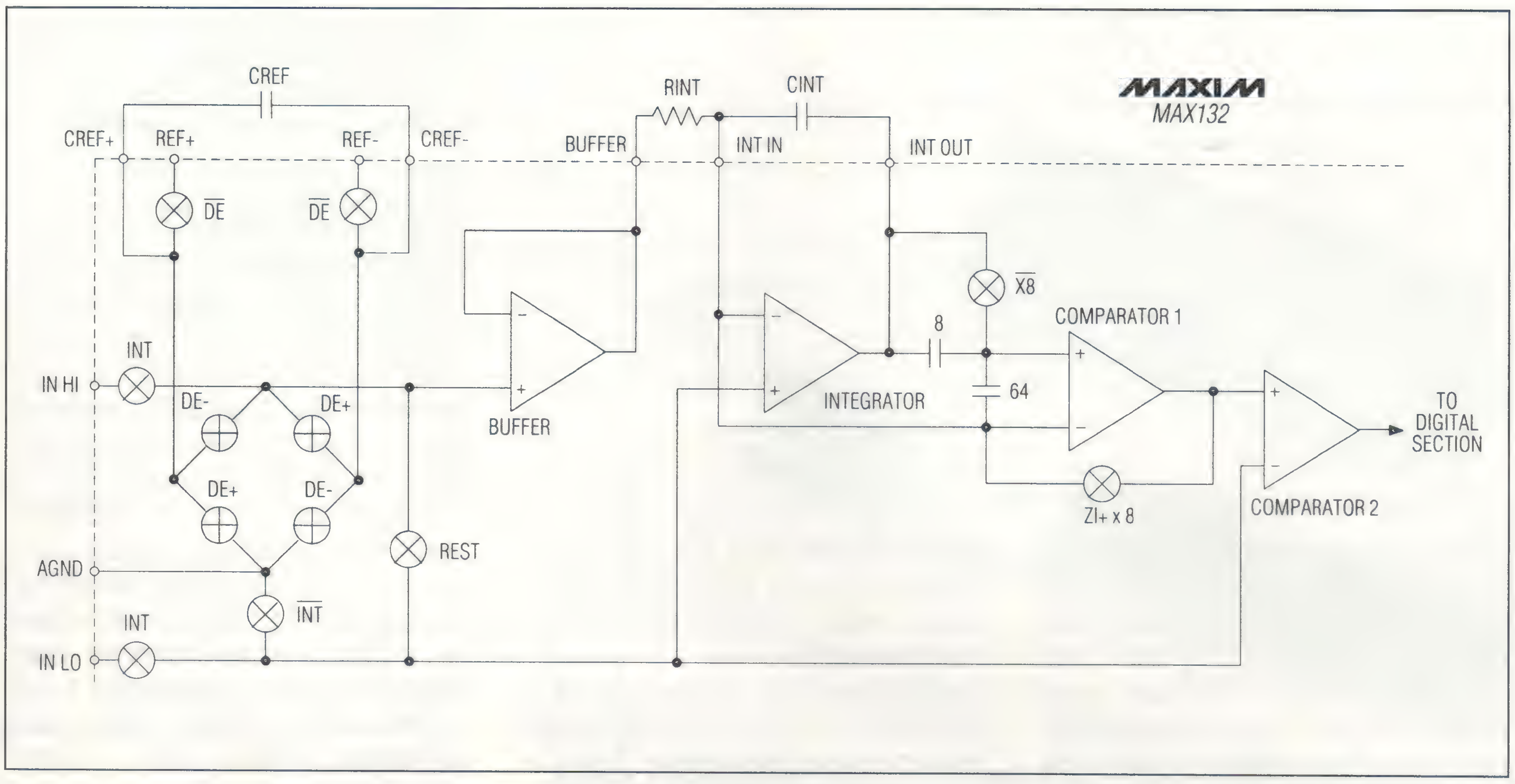


Fig. 1.
Blokdiagram van het analoge deel van een 18-bits ADC met seriële interface.

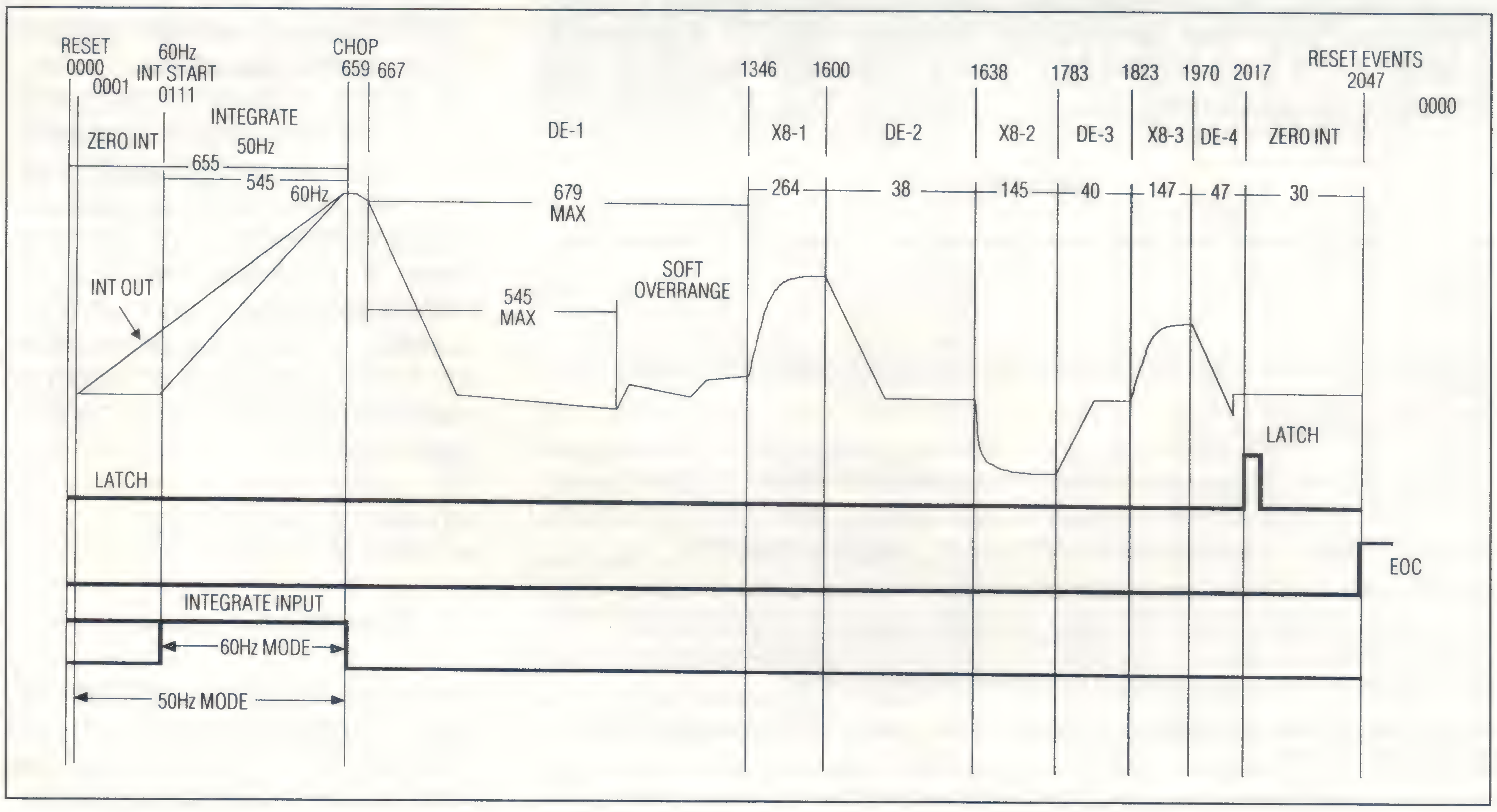


Fig. 2.
Timingdiagram van de conversie met de 18-bits ADC.

klokperiode, des te groter de mogelijke fout). Bij hogere kloksnelheden neemt de nauwkeurigheid toe, maar krijgen we te maken met de beperkingen van de comparator: de resolutie van het te detecteren signaal en de vertraging van de comparator. De foutspanning op de integrator wordt evenals de fout in het aantal klokpulsen niet gecorrigeerd bij dual-slope convertors. Om het verschil in prestatie tussen dual-slope en multi-slope duidelijk te maken is een vergelijking gemaakt.
De MAX132 (multi-slope 18 bits) doet 16 conversies/s bij een klokfrequentie van 32,768 kHz en een ICL7109 (dual-slope 12 bits) doet 7,5 conversies/s bij een klokfrequentie van 3,58 MHz.

Foutcorrectie

Multi-slope omzetters zoals de MAX132 corrigeren deze fouten wel. Hier wordt de foutspanning geïnverteerd, versterkt en opnieuw ontladen tot nul volt. De extra getelde klokpulsen worden gecorrigeerd door gebruikmaking van een op/neer teller. Het blokschema van het analoge gedeelte van de MAX132 is afgebeeld in figuur 1.
Om eerder genoemde fouten te elimineren maakt Maxim gebruik van twee gesynchroniseerde tellers die beide aan het begin van een conversie gereset worden. Eén teller - de volgordeteller - wordt gebruikt voor het bijhouden van de integratietijd van het ingangssignaal en de start van het ontladen. Het ontladen stopt als de nuldoorgang wordt gedetecteerd door een comparator. Een andere op/neer teller - de resultaatteller - is alleen actief tijdens de ontlaadperiodes. De tellerstand is proportioneel met de ingangsspanning.
De resultaatteller bestaat uit vier kleinere tellers in cascade met een weegfactor 8. Bij ontlading telt de teller eerst in stappen van 512 klokpulsen. Elke klokpuls van de volgorde-teller zijn 512 klok-

Tabel 1
Oversturingswaarden bij diverse resoluties.

Bits Used	Resolution Bits	Soft Overrange Start Value	Hard Overrange Maximum Value
B18-B3	±15	34,880	43,805
B18-B2	±16	69,760	87,610
B18-B1	±17	139,520	175,220
B18-B0	±18	279,040	350,440

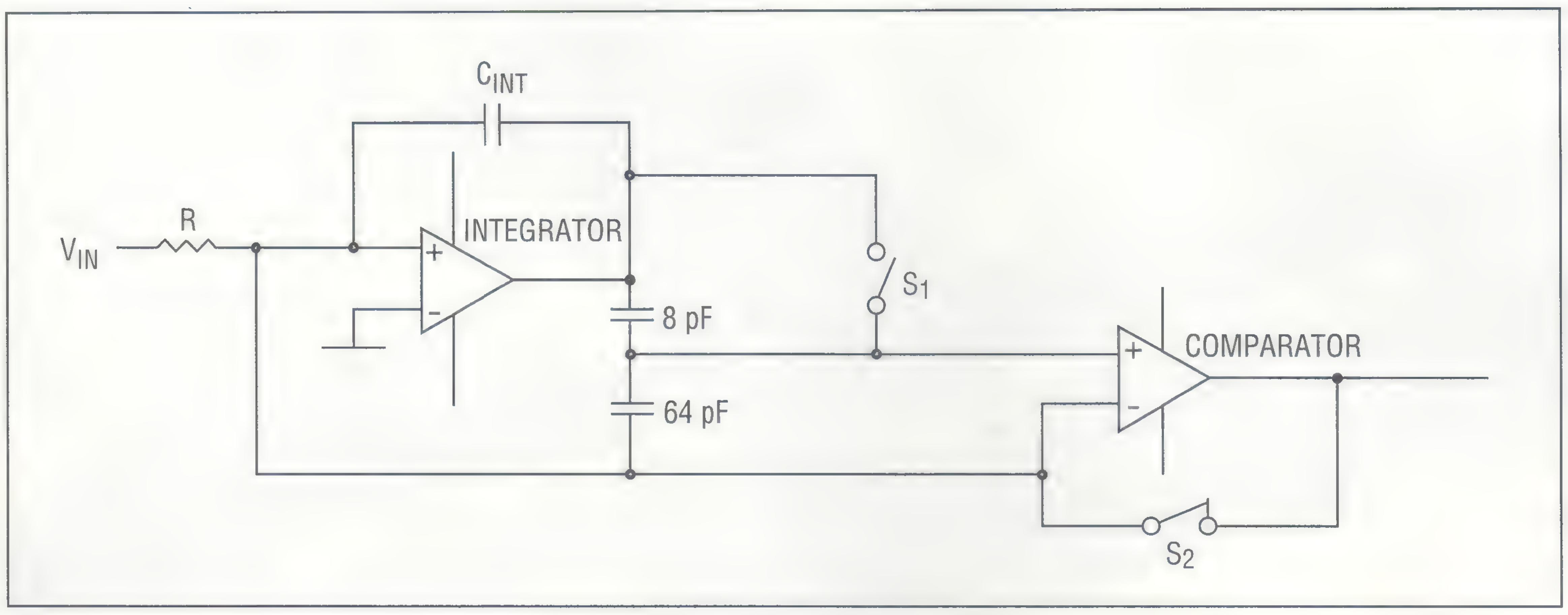


Fig. 3.
Acht-maal vermenigvuldiger in het ingangscircuit van de MAX132.

pulsen op de resultaatteller. De foutspanning op de integrator wordt, na detectie van een nul-doorgang, acht keer versterkt en geïnverteerd en opnieuw ontladen tot nul. De resultaatteller telt nu met stappen van 64 pulsen (de fout is in werkelijkheid immers acht keer zo klein). Dit proces wordt nog twee keer herhaald. De laatste keer telt de resultaatteller met stappen van 1 klokpuls. In elk geval wordt bepaald welke telrichting de fout minimaliseert.

De opbouw van de conversie is afgebeeld in figuur 2. De eerste mini-ontlading ontstaat na de eerste hoofdontlading. Dat komt overeen met 545 stappen van 512 (279040) pulsen op de resultaatteller. Door de stand 279040 als oversturing te herkennen, kan de fout die gemaakt wordt bij de mini-ontladingen (zoals te zien tijdens periode DE-1 in figuur 2) worden vermeden. De mini-ontladingen geven ongeveer een fout van 64 pulsen. Echte oversturing ontstaat er als er langer moet worden ontladen dan de telcapaciteit van de teller. Dit is tellerstand 350440. In tabel 1 zijn de oversturingsgrenzen weergegeven. De conversie eindigt tenslotte met het plaatsen van het resultaat in een intern register.

Door toevoeging van extra componenten is een acht maal vermenigvuldiger bijna onzichtbaar te maken gedurende de integratieperiode. Schakelaars S_1 en S_2 schakelen bij een nuldoorgang gelijktijdig om: S_2 sluit, er ontstaat terugkoppeling naar het sommatiepunt van de integrator en S_1 opent (figuur 3).

De lading in de 64 pF condensator vloeit naar de 8 pF condensator. Door de serieschakeling van C_{int} (nF's) en 8 pF ontstaat een vervangende capaciteit die ongeveer 8 pF blijft. De polariteit wordt vastgesteld door de comparator, terwijl de spanning over de 8 pF condensator acht keer zo groot is als over 64 pF. Dit is af te leiden uit:

$$u = \frac{1}{C_v} \int i dt = \frac{1}{C_v} \times Q \qquad (2)$$

C_v=8 pF; 1/8 pF=8x1/64 pF

Er wordt nu gebruik gemaakt van de referentiespanning om het foutsignaal te ontladen tot nul volt. Er is een nuldoorgang waarop S_1 en S_2 omschakelen. Vervolgens wordt de foutspanning die nu ontstaan is weer met 8 vermenigvuldigd, enzovoorts.

Interne schakelaars

Schakelaars 1/DE verbinden de externe referentie met condensator C_{REF}. Als schakelaars 1/DE open zijn wordt C_{REF} via DE+/DE- verbonden met de buffer. De stand van DE+/DE- bepaalt de polariteit van de referentiespanning die wordt gebruikt voor het ontladen van de foutspanning. Schakelaar 1/INT is open als de ingangsspanning geïntegreerd wordt en de INT schakelaars gesloten zijn. Schakelaar REST zorgt ervoor dat de ingang van de buffer laag is als er geen te integreren signaal moet worden aangeboden.

PIN*	INPUT	FUNCTION
D0/A0 D1/A1 D2/A2	1 or 0	A0-A2 select a multiplexer channel for the configurations described below, or select a RAM address for reading with a subsequent $\overline{RD}$.
D3/PD	0	Normal ADC operation
	1	Power-Down reduces the power-supply current. Configuration data may be loaded and is maintained during power-down.
D4/INH	0	A conversion starts when $\overline{WR}$ goes high.
	1	Inhibits the conversion when WR goes high. Allows mux configuration to be loaded and RAM locations to be accessed without starting a conversion.
D5/BIP**	0	Unipolar conversion (Figure 9a) for the channel specified by A0-A2. Input range = 0V to VREF.
	1	Bipolar conversion (Figure 9b) for the channel specified by A0-A2. Input range = ±VREF.
D6/DIFF**	0	Single-ended configuration for the channel specified by A0-A2 as described in Table 2.
	1	Differential configuration for the channel specified by A0-A2 as described in Table 2.
D7/$\overline{ALL}$	0	All previously configured channels are converted. Data is read with consecutive $\overline{RD}$ pulses, beginning with the lowest configured channel.
	1	Only the channel specified by A2-A0 is converted. A single $\overline{RD}$ pulse reads the result of that conversion.

* Configuration inputs are shared with data outputs D0-D7. The functions of D0-D7 are not described in this table.
** DIFF and BIP are not implemented on the current conversion, but go into effect on the following conversion.

Tabel 2
Multiplexer configuraties.

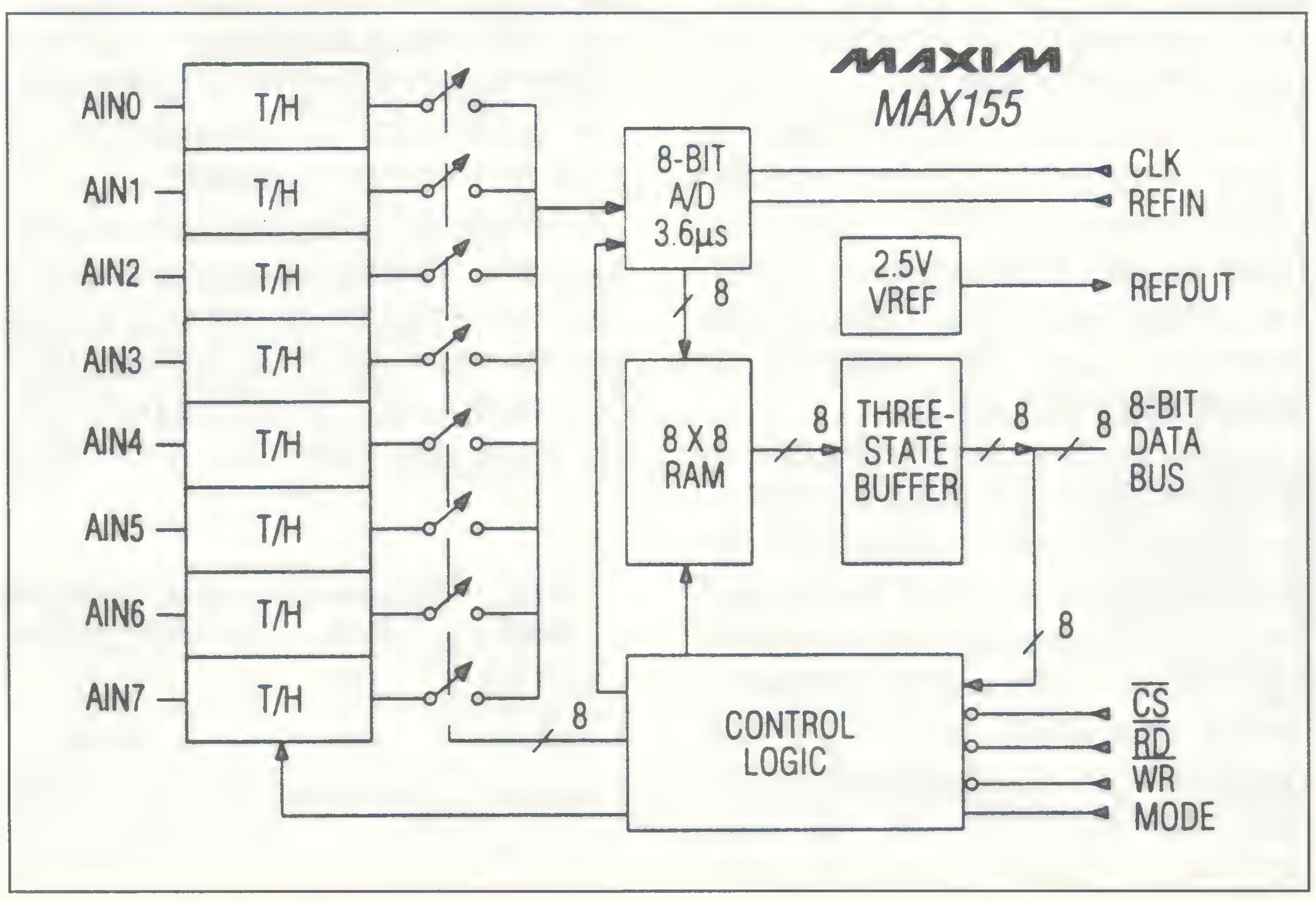


Fig. 4.
Blokdiagram van de MAX155-

De conversies beginnen en eindigen met een initialiseringsperiode waarin alle condensatoren ontladen worden. De ingang van de buffer is laag en comparator 1 staat in de 8x-mode. Comparator 2 triggert hierdoor op de offset van de convertor. De offset wordt laag gehouden door choppen van de differentiële ingang.
Bij toepassing van de MAX132 moet onder andere rekening gehouden worden met ingangsbereik, referentiespanning en integratorcomponenten. Het ingangsbereik en de common-mode moeten beperkt worden. De resolutie bij ± 512 mV ingangsbereik is 18 bits. Voor een groter ingangsbereik moet een weerstandsdeler in serie met de ingang worden opgenomen. Bij een grotere ingangsspanning nemen de resolutie en de CMRR-factor sterk af. De referentiespanning voor 50 en 60 Hz werking verschilt; hiermee dient dus rekening te worden gehouden. De integratieweerstand moet zodanig worden gekozen dat de integratiestroom niet groter wordt dan 2 μA om een optimale lineariteit te waarborgen. De oscillatorfrequentie, integratorweerstand en -condensator bepalen de maximale uitgangsspanning van de integrator. Er wordt geadviseerd om de uitgang niet hoger dan 3,5 V te laten worden. De capaciteitswaarde is een functie van de ingangsspanning, integratietijd (50/60 Hz), integratieweerstand en uitgangsspanning van de integrator. Het verdient de voorkeur om metaalfilmweerstanden en polypropyleen of polystyreen condensatoren te gebruiken. Ook referentiespanning en condensator dienen van hoge kwaliteit te zijn.

Minimale vertraging

A/D omzetters met interne multiplexers hebben per kanaal een vertraging van minimaal de conversietijd. Door een snellere omzetter te gebruiken, wordt de vertraging kleiner, maar de prijs van een dergelijke omzetter zal hoger zijn. Door track/hold versterkers in een IC te integreren biedt men een oplossing die acht kanalen vrijwel gelijktijdig kan digitaliseren (figuur 4).
De MAX155 heeft acht track/hold-ingangen en een 8-bits ADC met 3,6 μs conversiesnelheid. Aan het begin van een conversie worden alle kanalen gelijktijdig bemonsterd met het WR signaal. De toegangstijd van de T/H-versterkers is 20 ns. De onderlinge verschillen in sampletijdstippen van de T/H's zijn slechts 4 ns maximaal. Ook een belangrijke parameter is de zogenaamde droop-rate: de mate van ontladen van de T/H-condensatoren gedurende de conversies. Deze specificatie wordt lastiger haalbaar naarmate de resolutie hoger wordt, de conversietijd per kanaal langer is en het aantal kanalen toeneemt.
Voor elk kanaal kan de configuratie geprogrammeerd worden: bipolaire of unipolaire ingang, normale of differentiële ingang. Hiervoor wordt gebruik gemaakt van de RAM data-uitgangen (tabel 2) die toegang geven tot het configuratieregister. Het resultaat wordt opgeslagen in het interne RAM. Een eenmaal geprogrammeerde configuratie wordt onthouden en behoeft dus niet voor elke conversie opnieuw te worden geprogrammeerd. Dat elke gewenste configuratie mogelijk is blijkt uit tabel 3 en figuur 5. Ook is het mogelijk de configuratie via de hard-wired mode vast te leggen (tabel 4). Toegang tot de conversie-

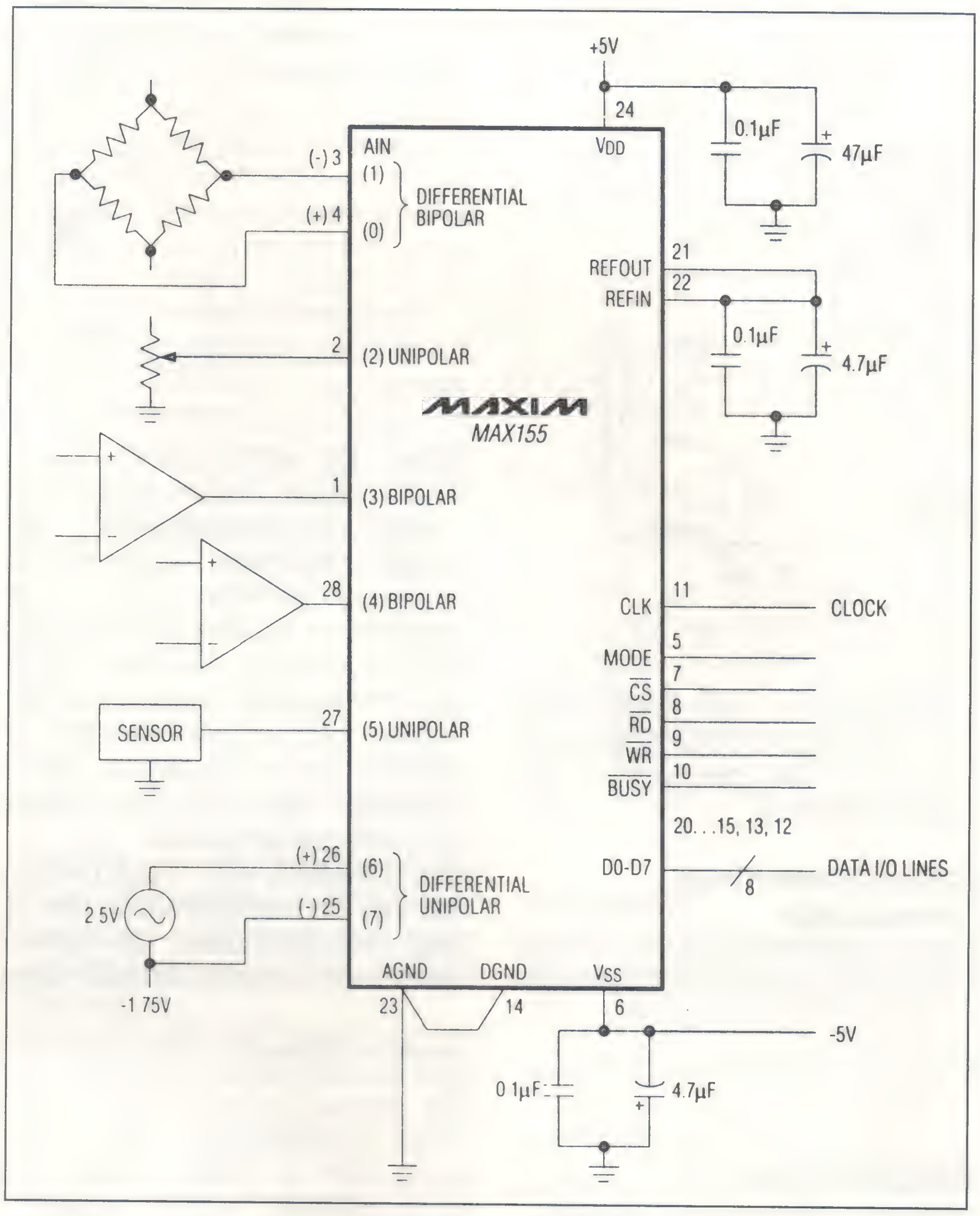


Fig. 5. Aansluitingen op de MAX155 en 156.

Tabel 3 Typische multiplexer configuratie.

A2	A1	A0	DIFF	BIP	FUNCTION
0	0	1	1	1	Channel (1, 0), Differential, Bipolar
0	1	0	0	0	Channel 2, Single-Ended, Unipolar
0	1	1	0	1	Channel 3, Single-Ended, Bipolar
1	0	0	0	1	Channel 4, Single-Ended, Bipolar
1	0	1	0	0	Channel 5, Single-Ended, Unipolar
1	1	0	1	0	Channel (6, 7), Differential, Unipolar

Tabel 4 Hard-wired mode multiplexerselecties.

MODE	Vss	CONVERSION TYPE
OPEN CIRCUIT	X	Multiplexer configuration register determines conversion type. Not hard-wired.
0	AGND	8-Channel, Single-Ended, Unipolar Conversion
1	AGND	4-Channel, Differential, Unipolar Conversion
0	-5V	8-Channel, Single-Ended, Bipolar Conversion
1	-5V	4-Channel, Differential, Bipolar Conversion

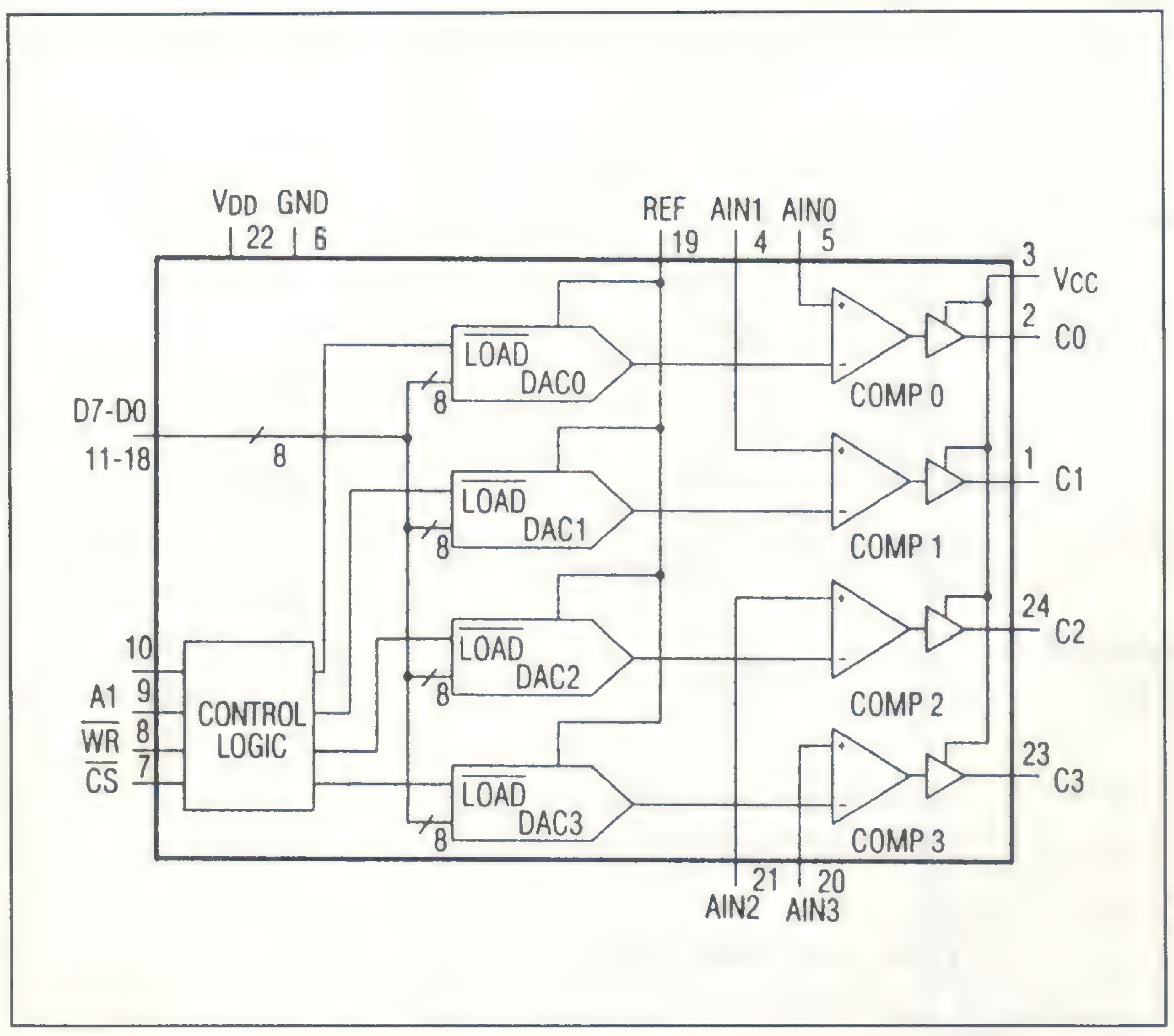


Fig. 6.
Blokdiagram van de MAX156-functies.

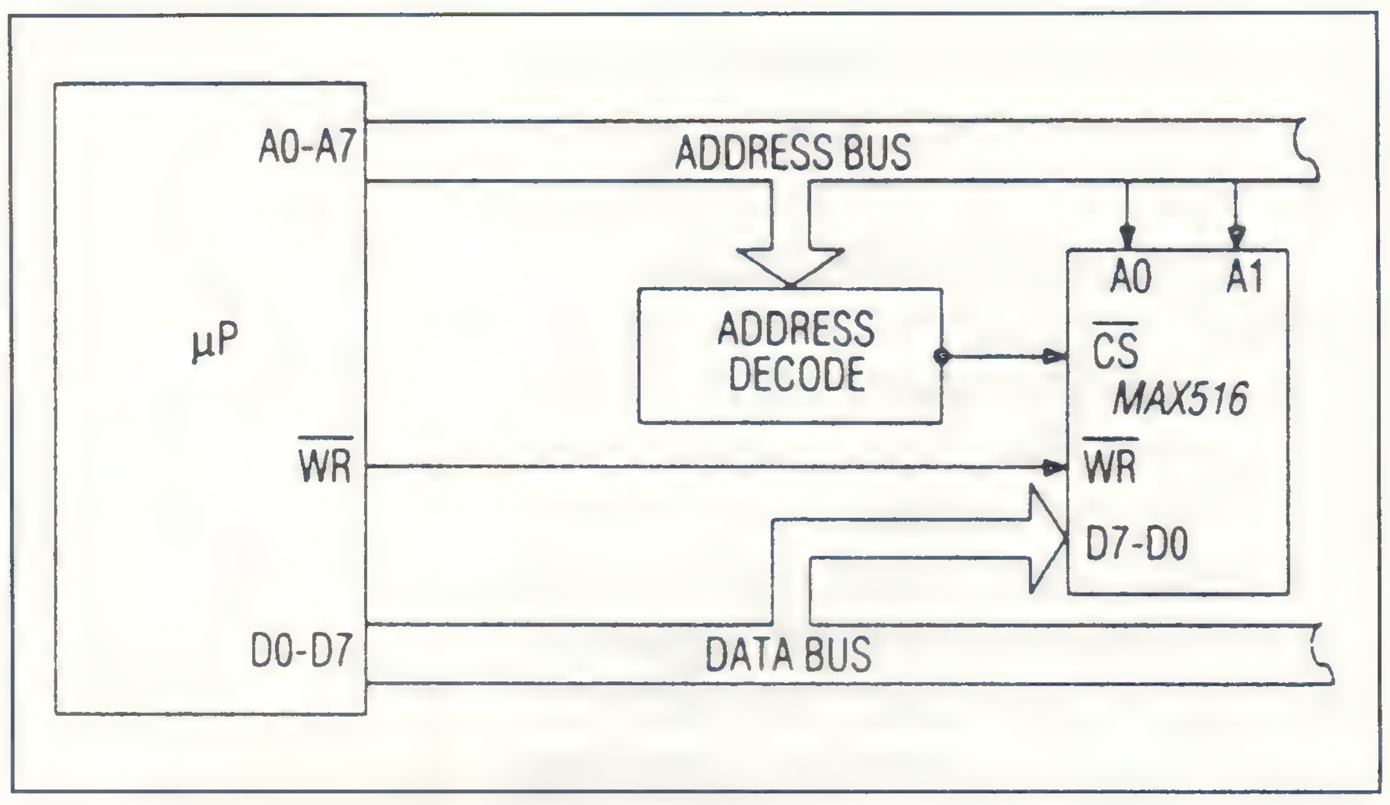


Fig. 7.
Interface met microprocessor.

resultaten in het RAM wordt verkregen door het RD signaal te activeren. Dit gebeurt in een vaste volgorde.

Programmeerbare comparator

Spanningsbewaking wordt veelvuldig uitgevoerd met comparatoren. Dit werkt naar tevredenheid totdat er niveaus met onder- en bovengrenzen bewaakt moeten worden of wanneer het niveau van de te detecteren spanning regelmatig kan veranderen. Hierdoor neemt de complexiteit toe en kan het interessant worden om een IC toe te passen waarmee de te bewaken spanning gemakkelijk kan worden aangepast.
De MAX516 is een IC dat bestaat uit vier comparatoren en vier 8-bits D/A-omzetters. De niet-inverterende ingang van elke comparator is naar buiten uitgevoerd en de inverterende ingang is verbonden met de convertoruitgang (figuur 6). Het ingangsbereik ligt tussen 0 en V_{DD} in.
De MAX516 is op eenvoudige wijze te koppelen aan een microprocessor zoals weergegeven in figuur 7. Nieuwe te bewaken spanningen kunnen worden geladen op de positieve flanken van de signalen CS en WR. De responsietijd van de ingangscode naar comparator-uitgang bedraagt minder dan 2 µs.

Opto-geïsoleerd

Daar waar een galvanische scheiding aanwezig moet zijn tussen apparatuur en te bewerken signalen is een A/D-omzetter met opto-couplers een oplossing. Dit kan bij voorbeeld het geval zijn in een industriële omgeving, medische- en elektromechanische toepassingen. Vooral seriële convertors lenen zich uitstekend voor dit doel. Zoals weergegeven in figuur 8 behoeven slechts 3 lijnen te worden geïsoleerd, alsmede de voeding van de convertor. Met de gebruikte opto-couplers is een isolatiewaarde van 1500 V mogelijk. Deze oplossing is in meer opzichten voordelig. Ten eerste kunnen standaard opto-couplers worden gebruikt. Ten tweede is de MAX176 (een 12-bits omzetter met een conversietijd van 3,5 µs) in een kleine 8-pens behuizing leverbaar. De benodigde printruimte is hierdoor beperkt. De conversiesnelheid wordt in deze applicatie begrensd door de snelheid van de opto-couplers. Om ten volle gebruik te maken van de snelheid van de omzetter zullen snellere opto-couplers moeten worden toegepast.

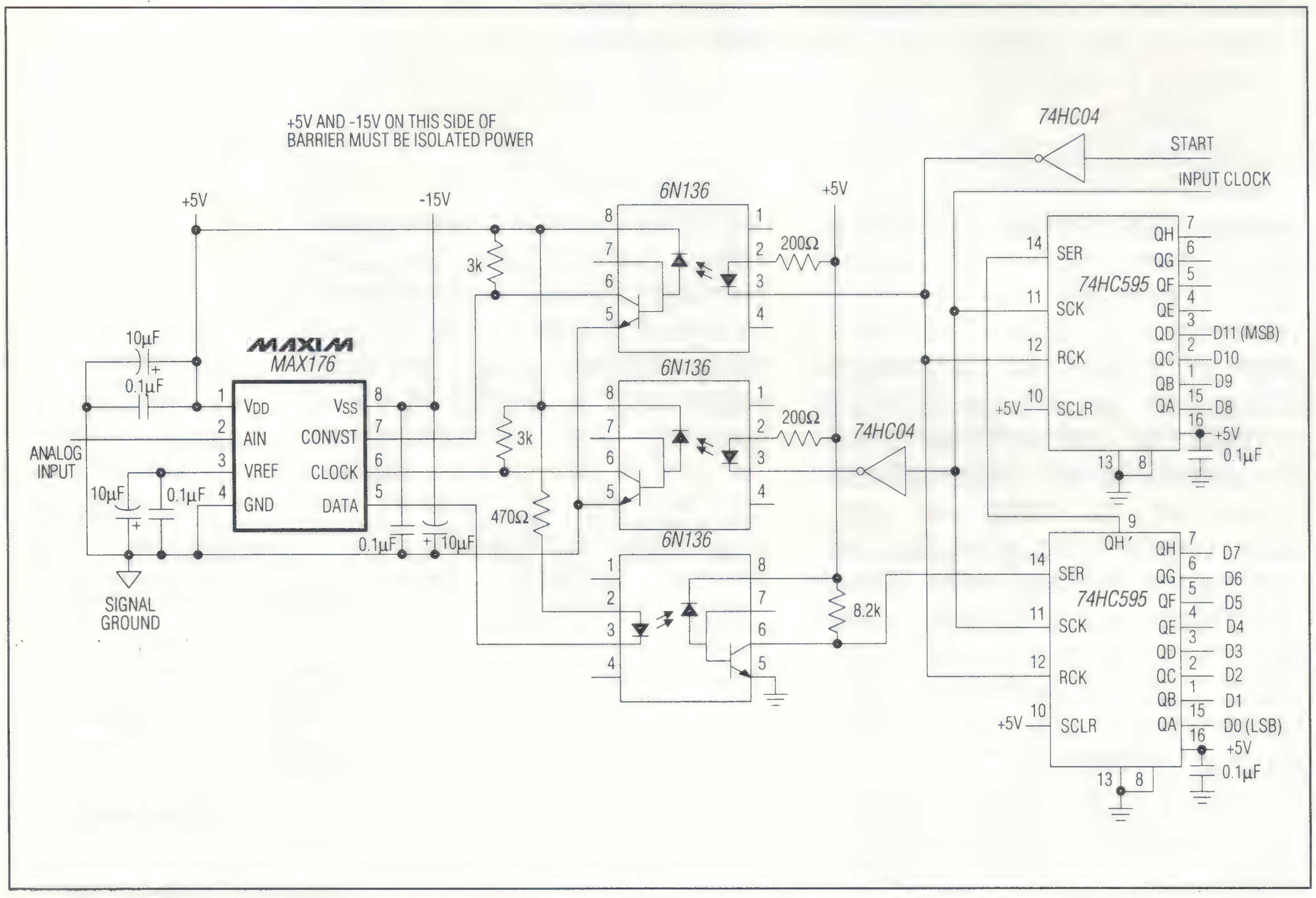


Fig. 8a.
12-bits geïsoleerde A/D-convertor met een conversietijd van 100 µs.

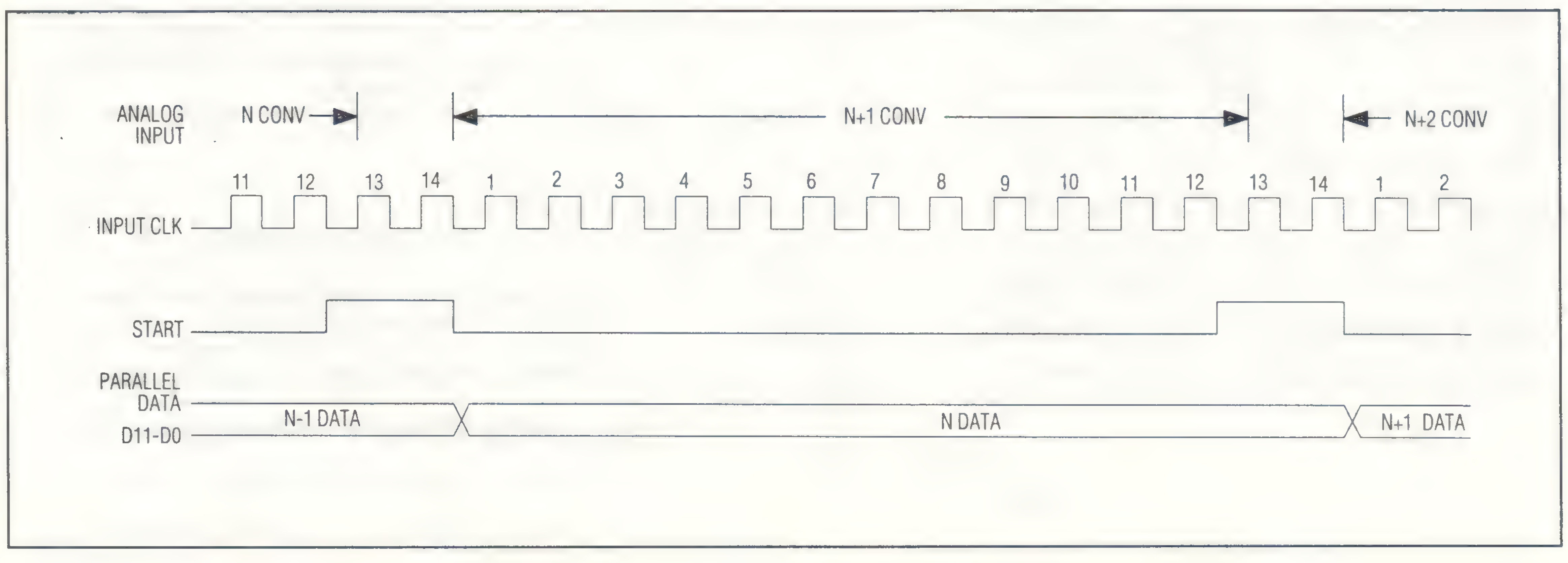


Fig. 8b.
Timing van de geïsoleerde A/D-interface.

Gigahertz digitizer voor oscilloscopen

Nog sneller bemonsteren met Gray-gecodeerde A/D-convertors

In digitale oscilloscopen zet een analoog naar digitaal convertor (ADC) het te meten analoge signaal om in een digitaal signaal. Om analoge signalen met een bandbreedte van meer dan 250 MHz representatief te kunnen omzetten is het nodig dat de ADC een bemonsteringsfrequentie heeft die vele malen hoger is dan die signaalfrequentie. In de digitale oscilloscoop HP 54720 van Hewlett Packard wordt een 8-bit flash ADC toegepast, die 4 gigasamples per seconde neemt. In deze ADC is gebruik gemaakt van meerdere digitizers, die na elkaar (interleaving) een deel van het analoge signaal omzetten.

R.B.RUDLOFF
Onder redactie van W. Tebra, vakredacteur Meettechniek

Het lijkt voor de hand liggend om een snelle ADC van bijvoorbeeld 4 gigasamples/s direct in een beschikbaar 13-Ghz-ft-silicium-bipolair procédé uit te voeren. Bij nadere beschouwing is dit echter, vanwege de hoge snelheid en de daarbij optredende kritische looptijdverschillen, niet goed te realiseren. Een betere oplossing is de werksnelheid in het silicium terug te brengen door het gebruik van N-monolithische ADC's, die na elkaar en iets verschoven in de tijd het signaal omzetten.

Figuur 1 toont een blokdiagram van een multiple digitizer voor 2 gigasamples/s. Een bemonsteringsschakelaar splitst het analoge signaal op in telkens vier intervallen, waarin de amplitude van het te meten signaal wordt vastgehouden. In deze vier maal langere tijd van een interval kan een 500-megasamples/s ADC de amplitude in een digitale waarde omzetten. Via een FISO-geheugen (Fast-in slow-out) kan een processor het bewerkte signaal in eigen tempo ten slotte verder hanteren.

Hybride-schakeling

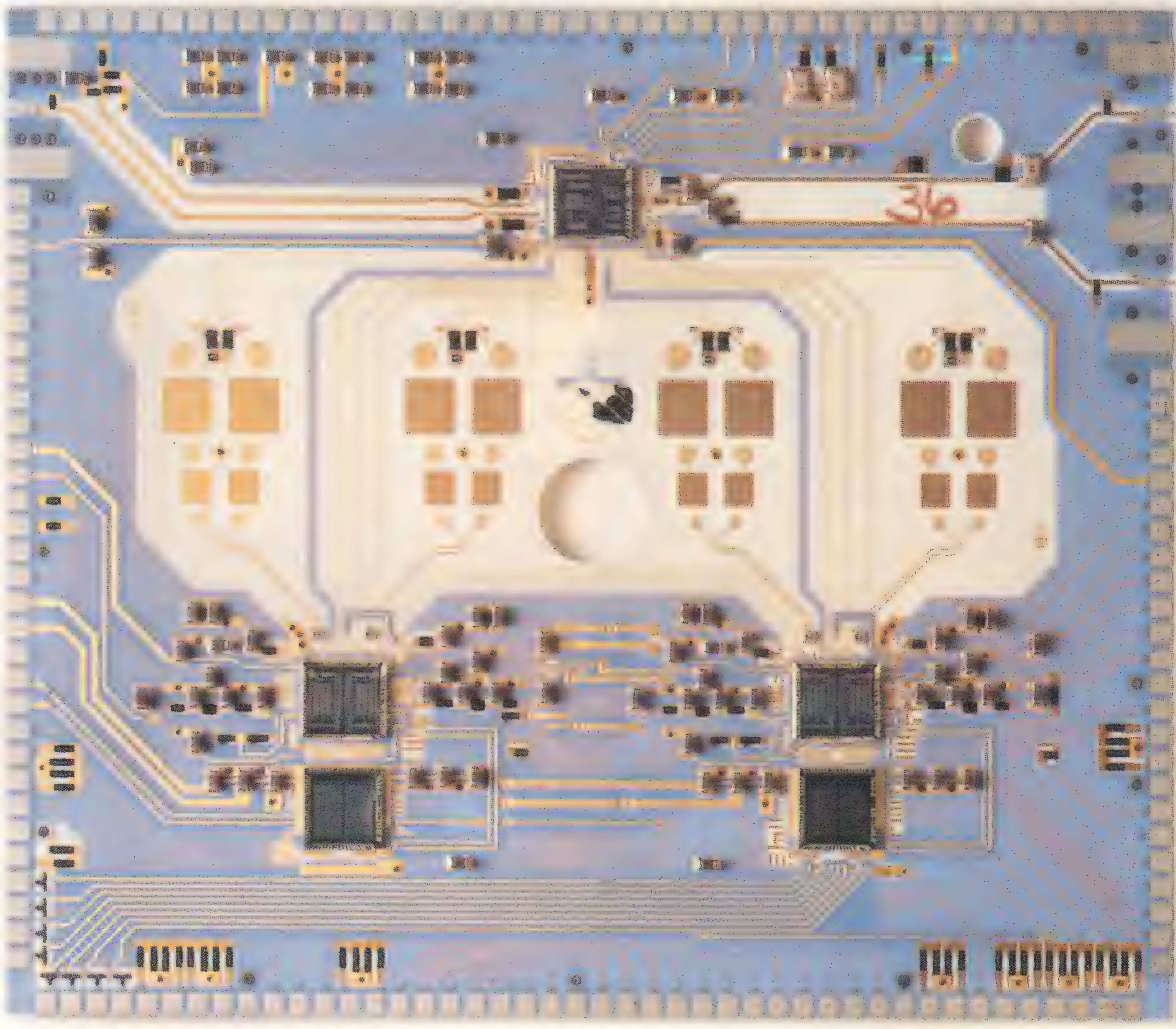
Bij de ontwikkeling van dit circuit is uitgegaan van een hybride schakeling, gemaakt met vier 500-megasamples/s "digitizers". In een volgende stap zijn twee van deze 2-gigasamples/s circuits samengevoegd met een interleaving van 250 ps om tot de gewenste 4-gigasamples/s schakeling te komen.

De bandbreedte in megahertz is voor het digitizersysteem met een sample-and-hold-schakeling (SH-schakeling) gelijk aan de bemonsteringsfrequentie. In dit geval vereist een 500-megasamples/s digitizer een bandbreedte van 500 MHz, zodat het signaal op tijd beschikbaar is voor digitalisatie. Nu is het maken van een eenvoudige versterker met een bandbreedte van 500 MHz met het 13-GHz-ft-silicium-bipolair procédé betrekkelijk eenvoudig. Echter het ontwerpen van een bufferversterker voor een ADC met een bandbreedte van 500 MHz is lastiger. De reden is dat deze versterker de niet-lineaire en sterk capacitieve belasting van de flash digitizer moet sturen. Computersimulatie toont aan, dat een versterker met een 250 MHz specificatie direct haalbaar is, maar dat een versterker voor 500 MHz problemen zal geven.

De conventionele SH-schakeling bestaat uit een diodebrug als schakelaar, een holdcondensator en een bufferversterker. Hierbij moet de versterker na de holdcondensator een hoge ingangsimpedantie hebben om weglekken van de meetlading gedurende de houdfase te voorkomen. Een nadeel van deze SH-schakeling is dat de differentiële lineariteit niet groot is bij het bemonsteren van snel variërende signalen. Verder moet, nadat de schakelaar sluit, de uitgang van de SH-schakeling zijn eindwaarde hebben bereikt in minder dan de helft van het bemonsteringsinterval. In het geval van de 500-megasamples/s ADC is dit 1 ns. Een andere beperking van de SH-schakeling is de invloed van de diodebrug op het signaal. Als het circuit naar de holdcondensator schakelt, kan het niet-lineaire gedrag van de capaciteiten van de twee dioden, die zijn verbonden met de holdcondensator, een extra spanning introduceren. Met behulp van een bootstrapschakeling is dit te voorkomen, maar ook dit vergt extra elektronica.

Sample-and-filterschakeling

HP heeft de problemen omzeild door de SH-schakeling te vervangen door een sample-and-filter-schakeling (SF-schakeling). De gedachte hierbij is de beperkingen van de grote bandbreedte voor de realisatie van de schakeling te verlichten, maar ook om de genoemde bezwaren te ondervangen. De SF-schakeling (figuur 2) maakt geen gebruik van een holdcondensator om de lading vast te houden. In plaats hiervan is na de bemonsteringsschakelaar een RC-netwerk, bestaande uit een 250 ohm weerstand parallel aan een condensator van 400 fF, geplaatst. Deze lage weerstand ontlaadt de capaciteit na de bemonstering met een bekende snelheid. Hierdoor is tevens de noodzaak vervallen van een hoge ingangsimpedantie voor de voorversterker. De golfvorm over de weerstand en condensator is een exponentieel afnemende impuls met een piekamplitude en impulsoppervlak evenredig aan het ingangssignaal. Via een filter wordt in de voorgestelde schakeling deze



Uitvoering van de gigahertz-FS-schakeling als hybride schakeling.

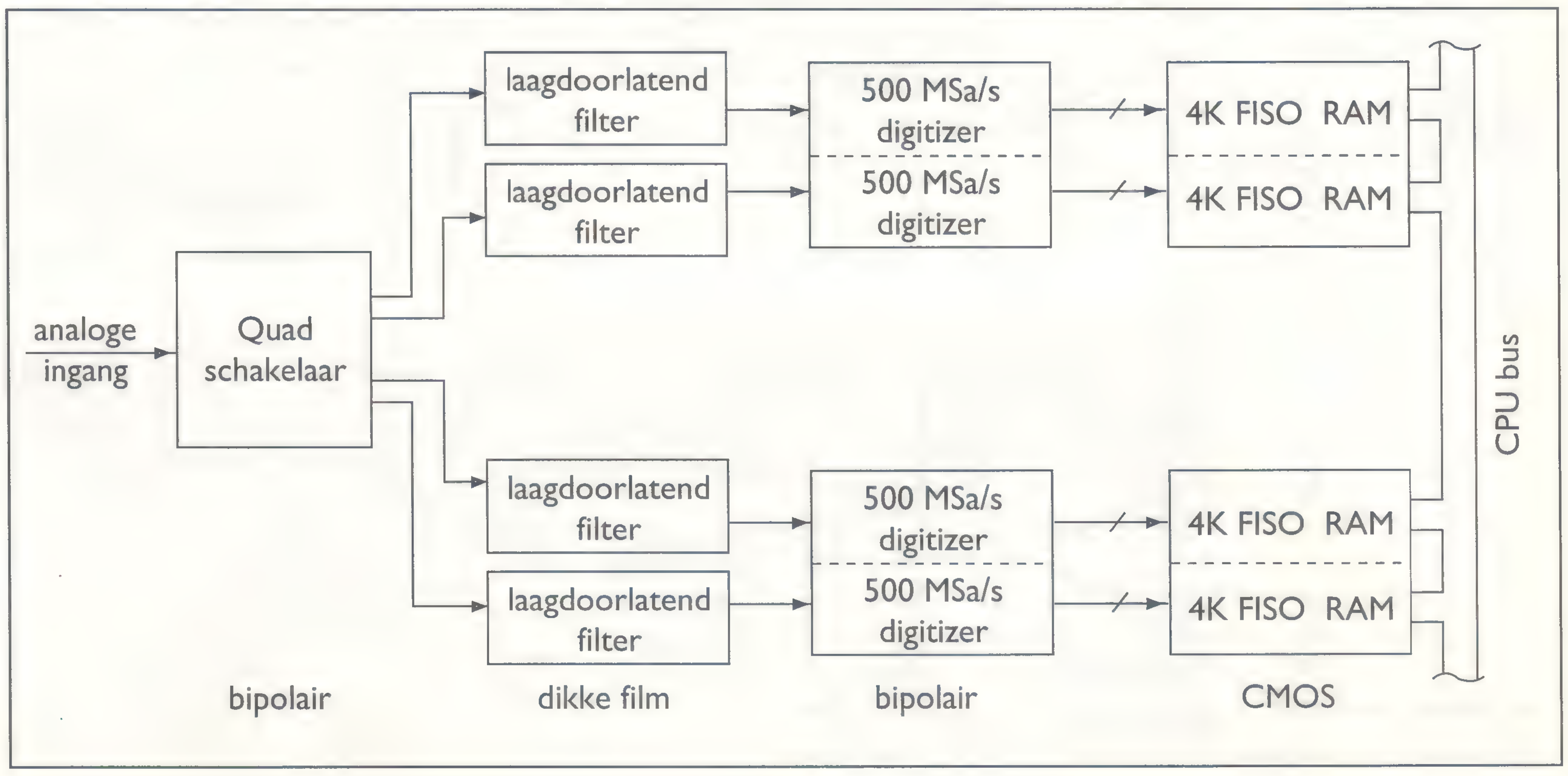


Fig. 1. Voorbeeld van interleaving en uitvoering als hybride-schakeling van een digitizer van 2 gigasamples/s met een FISO-geheugen.

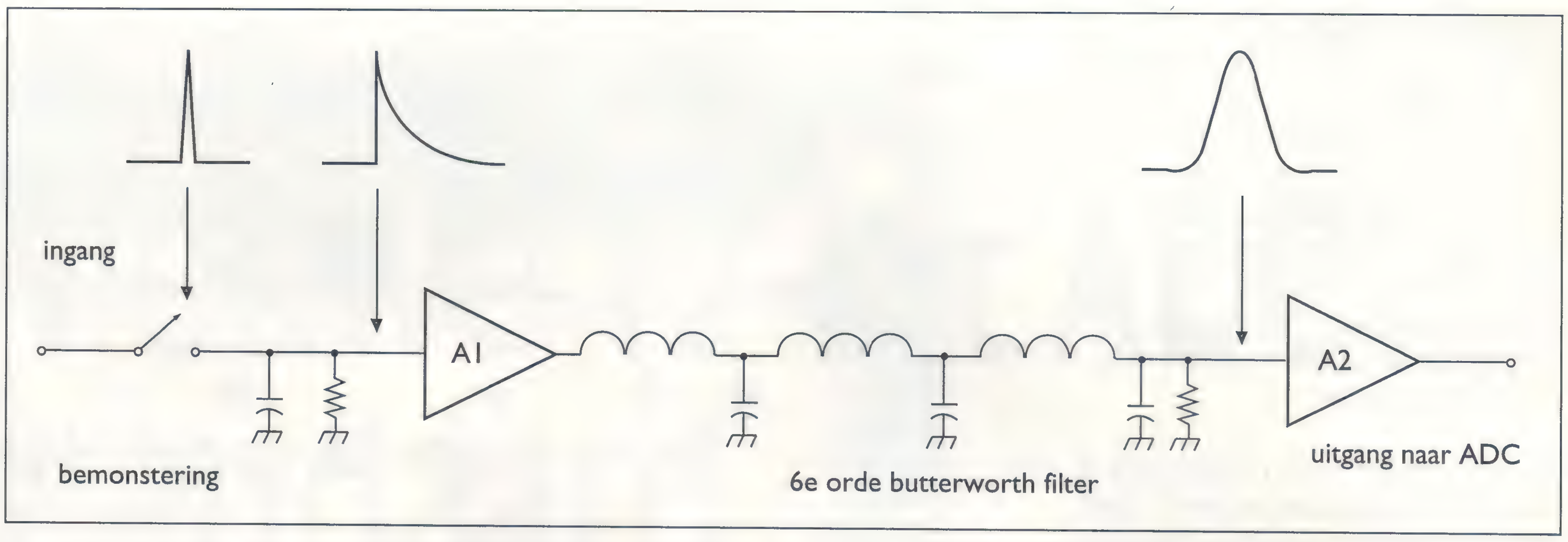


Fig. 2.
Voorbeeld van de vervanging van een sample-and-hold-schakeling door een sample-and-filter-schakeling.

exponentieel afnemende impuls omgevormd tot een impuls met een top van een 250 MHz sinusgolf. Met een zesde orde Butterworth laagdoorlatend filter met een afsnijfrequentie van 250 MHz is dit gerealiseerd. Van deze symmetrische impuls blijkt de top binnen een 2 LSB-venster (LSB = Least Significante Bit) te pieken gedurende ongeveer 150 ps. Met software-kalibratie is het mogelijk de ADC in het midden van het venster te klokken. Bij het digitaliseren van een niet snel veranderend signaal zal de ADC een betere differentiële lineariteit te zien geven bij hoge signaalfrequenties. Differentiële lineariteit van een ADC betreft de afwijking van de breedte van een bitstap. Een 8-bit ADC kent 255 bitstappen.

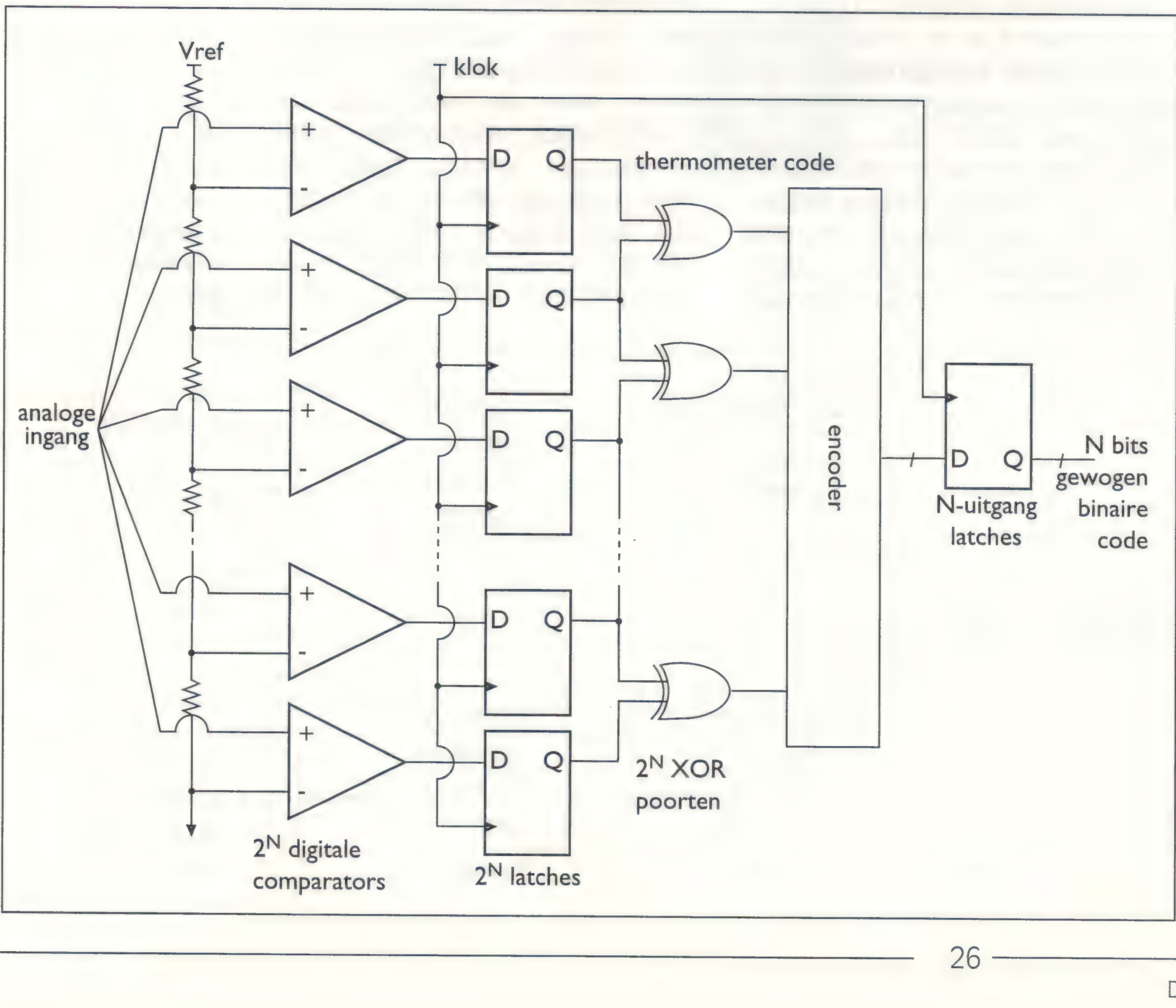
Een vereiste gesteld aan de SF-schakeling is dat het uitgangssignaal van het filter moet zakken tot minder dan 1% van de bemonsterde spanning, voordat de volgende impuls 2 ns later arriveert. Anders zal de schakeling de resterende spanning bij de nieuwe impuls optellen en ontstaat een foutieve waarde. Maar ook hier heeft de SF-schakeling een tweemaal langere tijd dan de SH-schakeling. Ten slotte is ook de diodebrug als bemonsteringsschakelaar niet langer nodig vanwege de ruimere tijdtoleranties in de bemonsteringstijd. In plaats daarvan converteert een transconductantie versterker het ingangssignaal tot een proportionele stroom. Vervolgens laat een transistorschakelaar deze stroom tot het RC-netwerk toe gedurende de bemonsteringsperiode. Daar de transistorschakelaar een betere afschakelkarakteristiek heeft, is ook geen bootstrapschakeling meer nodig.

Sparklecodes

Bij de gewone flash ADC's zijn 2^n digitale comparators, latches en XOR-poorten nodig om het signaal tot een resolutie van N-bits te converteren (figuur 3). Hoewel de flash convertor de grootste snelheid biedt bij grote nauwkeurigheid, heeft deze convertorarchitectuur een aantal nadelen.
In de eerste plaats is er het grote aantal onderdelen, dat voor elke bit resolutie verdubbelt. Dit betekent dat de ingangscapaciteit en de klokcapaciteit in gelijke tred toeneemt. Daarmee neemt ook het vermogen van de stuurtrappen voor de digitizer toe.

Ook kunnen bij deze opzet fouten in het converteren ontstaan, sparklecodes of vonkcodes genoemd, die de gebruiker van de oscilloscoop de indruk kunnen geven dat er glitches (naaldscherpe impulsen) in zijn systeem voorkomen. Een sparklecode treedt op als de ingangsspanning precies gelijk is aan een referentiespanning aan de comparators. De slechtste situatie, waarbij de digitale uitgang onbetrouwbaar is, komt voor als de ingangsspanning gelijk aan de halve schaal is. In feite treedt de fout op als de ingangsspanning gelijk is aan een kwart, en andere gehele deelfactoren van de referentiespanning. De uitgangslatches komen dan in een zogenaamde metastabiele toestand terecht, dit is een onstabiele overgang tussen een 0 en een 1, en het resultaat is een onvoorspelbare code.

Fig. 3.
Schakeling van een N-bit flash ADC met thermometercode.



Ondanks verschillende pogingen om het sparklecode-effect te onderdrukken, is het min of meer gebonden aan de traditionele flash architectuur. De fundamentele oorzaak ligt in feite bij de gewogen binaire vertaling, waardoor er overgangen zijn waarbij tegelijkertijd vele bits van status wisselen. Om de sparklecodes te elimineren is het aan te bevelen een ander binair codeersysteem te gebruiken. In de nieuwe 4 gigasamples/s digitale oscilloscoop HP 54720A is de Gray-code toegepast. Bij deze code wisselt slechts één bit bij de overgang naar een andere waarde. Hierdoor is het optreden van een sparklecode beperkt tot 1 bitstap of LSB. Deze fout valt vrijwel weg in de breedbandruis van het signaal.

Gray-codering

De Gray-gecodeerde ADC heeft een ander type comparator. Voor deze ADC is een analoge comparator ontwikkeld, die dezelfde functie heeft als de digitale comparators en XOR-poorten, behalve dan dat de uitgang analoog is. Met een analoge decoder kan een N-bit ADC theoretisch een ingangssignaal digitaliseren met N-analoge encoders en N-geklokte comparators. In tegenstelling tot een digitale comparator, die alleen van status wisselt bij een niveau, zullen de uitgangsniveaus van een analoge encoder wisselen op meer dan een niveau in afhankelijkheid van het aantal gebruikte verschilversterkers. Het aantal verschilversterkers dat nodig is voor het coderen van een bepaalde bit hangt af van de positie van dat bit in de code. De analoge encoder voor het weergeven van de minst significante bit (LSB) vereist 2^{n-1} verschilversterkers.
Figuur 4 toont het vereenvoudigde schema voor het derde meest significante bit. Hierin is het aantal verschilversterkers zo geconfigureerd, dat de collectorstromen beperkt blijven.
Met een dergelijke Gray gecodeerde ADC zijn de sparklecodes vrijwel verdwenen en is het aantal geklokte comparators gereduceerd met een factor vier tot acht ten opzichte van de conventionele ADC. De capacitieve belasting is daarmee met een zelfde factor verminderd. Door deze reductie is het mogelijk om hogere bemonsteringssnelheden te bereiken bij een betere resolutie.

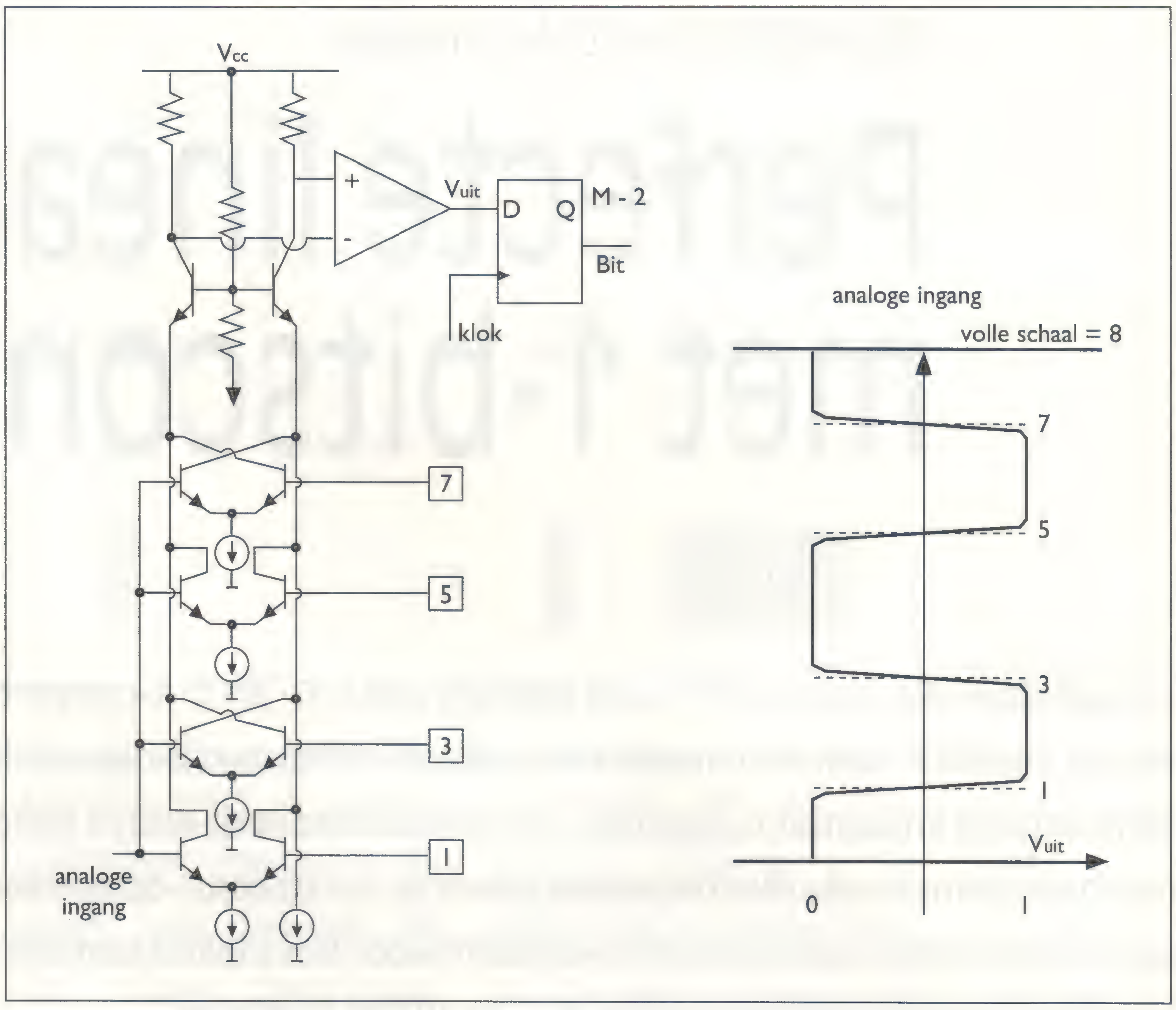


Fig. 4.
Principe van de Gray-gecodeerde ADC.

Twee 500-megasamples/s Gray-code ADC's zijn direct in chipvorm uit te voeren, waarbij het effectieve werkoppervlak van het silicium is beperkt tot 5,4x5,6 mm. Voorts zijn de uitgangen van twee van deze chips (vier ADC's) via "wire-bonding" gekoppeld met twee geheugen chips tot een hybride. Door deze werkwijze is ook de belasting voor de snelle klok over de printkaart verminderd. Elke geheugenchip bevat twee 4kx8 FISO-cellen. Deze vier 6x6 mm CMOS FISO's geven aan de 2-gigasamples/s-hybride ADC de beschikking over 16k aan geheugen. Interleaving van twee van deze hybride ADC's tot één 4-gigasamples/s ADC-systeem verhoogt het totale geheugen tot 32k. De foto toont de uitvoering als hybride.
Een probleem bij vroegere ontwerpen met interleaving was dat het maximale geheugen alleen beschikbaar was bij de hoogste bemonsteringssnelheid. Dat gaf soms verwarring bij het veranderen van de tijdbasisinstelling omdat niet alleen de bemonsteringssnelheid veranderde, maar ook de geheugendiepte. Bij het interleaven van twee hybride ADC's voorziet deze nieuwe digitizer in een geheugen van 32k bij alle bemonsteringssnelheden.

Resultaat

Bij metingen aan en simulaties met de 4-gigasamples/s digitizer blijkt deze aan de verwachte differentiële niet-lineariteit van ± 1/2 LSB te voldoen. Bij een meetsysteem met een bandbreedte van 2 GHz met 300 mV effectieve ruis minimaliseert de SF-digitizer de invloed van de ruis. Een ander belangrijk gegeven is de dynamische test voor het aantal effectieve bits. Uit de metingen blijkt een resolutie tussen 6 en 7 effectieve bits voor signalen met een frequentie van 1 MHz tot 1 GHz.

Referentie:
A 4-Gigasample-per-second, 8-bit flash digitizing system
door Richard B. Rudloff.

Bitstream A/D- en D/A-conversie

Perfecte lineariteit met 1-bitsconversie

In digitale audio-applicaties is het gebruik van A/D- en D/A-convertors van hoge kwaliteit een eerste vereiste. Voor een goede klein-signaal reproduktie dienen de convertors een hoge differentiële lineariteit te bezitten. Maximale lineariteit wordt behaald met een interpolatiemethode die toegepast wordt in "bitstream"-convertors. Deze convertors gebruiken slechts één referentie-element voor het maken van alle signaalniveaus. In de huidige IC-realisaties is een resolutie van 18 bits haalbaar.

PETER NUIJTEN
CAREL DIJKMANS
Philips Research Eindhoven

Bij conversie van het analoge domein naar het digitale domein moet een tijdcontinu en amplitude-continu signaal omgezet worden in een tijddiscreet en amplitude-discreet signaal. De overgang van continue tijd naar discrete tijd verkrijgt men door het ingangssignaal te bemonsteren op tijdstippen met een vaste afstand T. Dit betekent in het frequentiedomein dat het originele signaalspectrum zich herhaalt rondom veelvouden van de bemonsteringsfrequentie 1/T. Om vouwvervorming ("aliasing") te vermijden, moet het ingangssignaal zodanig bandbegrensd zijn dat er geen modulatieprodukten kunnen ontstaan die weer in de basisband, in ons geval de audio-band, vallen. Daartoe wordt er in het ingangscircuit meestal een laagdoorlaatfilter opgenomen. Na het bemonsteren van het ingangssignaal resulteert een tijddiscreet, maar amplitude-continu signaal.

De overgang van continue amplitude naar discrete amplitude wordt gerealiseerd door middel van kwantisering. Het signaalmonster wordt daarbij vergeleken met een beperkt aantal referentiesignalen, opgebouwd uit een geheel aantal eenheidsstapjes, waarbij de dichtstbijzijnde waarde wordt genoteerd. Hierbij wordt een afrondingsfout ofwel kwantisatiefout gemaakt. Als deze fout voldoende "random" in amplitude varieert, kunnen we deze fout beschrijven als kwantiseringsruis. Noemen we de minimum eenheidsstap of kwantisatiestap q, dan kunnen we afleiden dat de kwantiseringsruis een vermogen heeft

van $q^2/12$ [1]. De ruisenergie is gelijkmatig verdeeld over alle frequenties tot de halve bemonsteringsfrequentie en heeft een vlak ("wit") spectrum.
Het dynamische bereik van een convertor wordt bepaald door de verhouding van de vermogens van een sinus met maximale amplitude en de kwantiseringsruis. Dit dynamische bereik is afhankelijk van het aantal kwantisatieniveaus. Voor een n-bits convertor met 2^n kwantisatieniveaus is de maximale signaal/ruisverhouding gelijk aan

$$S/N = n \times 6{,}02 + 1{,}02 \text{ dB}$$

De laatste factor is een vormfactor die bepaald wordt doordat we uitgaan van een sinusvormig signaal.

Implementatie-problemen

Wanneer hoge resolutie nodig is (voor digitale audio meer dan 16 bits), vormen zowel het ingangsfilter als de vereiste analoge nauwkeurigheid een probleem. Analoge elliptische ingangsfilters van omstreeks tiende orde, zijn moeilijk te maken, duur en genereren zoveel thermische ruis dat het dynamische bereik van de convertor daardoor wordt beperkt. Dit probleem kan vereenvoudigd worden door de bemonsteringsfrequentie te verhogen tot (aanzienlijk) boven de minimale waarde van tweemaal de bandbreedte van het ingangssignaal (oversamplen) en de filtering gedeeltelijk analoog en gedeeltelijk digitaal uit te voeren (figuur 1). Door het oversamplen wordt de transitieband van het analoge filter sterk verbreed zodat een filter van lagere orde met minder thermische ruis kan worden toegepast. Het digitale, decimerende filter heeft wèl een smalle transitieband, maar zijn bijdrage van de kwantiseringsruis kan tot een willekeurig niveau worden onderdrukt.

Een tweede probleem is de vereiste analoge nauwkeurigheid in de A/D-convertor. In praktische convertors zullen de actuele kwantisatieniveaus altijd iets afwijken van de ideale waarden. De differentiële niet-lineariteit is gedefinieerd als de maximale afwijking van de gerealiseerde stapgroottes ten opzichte van de ideale stapgrootte. Voor perfecte audioweergave moeten zowel de A/D-convertor als de D/A-convertor een differentiële fout hebben die overeenkomt met een resolutie van twintig bits, ofwel een differentiële fout die kleiner is dan één-miljoenste deel van het grootste ingangssignaal. In multi-bit convertors is zo'n kleine differentiële fout niet haalbaar. Deze convertors maken gebruik van meerdere referentiebronnen. In een IC-technologie zullen deze referentiebronnen altijd iets van elkaar verschillen. Via ingewikkelde afregeltechnieken is een afwijking van één-honderdduizendste haalbaar. Theoretisch kan de kwantisatiekarakteristiek door "dithering"-technieken verder worden gelineariseerd. Als de fouten het gevolg zijn van analoge afwijkingen is dit veel moeilijker te realiseren.

Bitstreamconversie

De bitstreamcoderingsmethode werd omstreeks 1950 uitgevonden door F. de Jager van het Philips Natuurkundig Laboratorium [2]. Na gebruik als modulatiesysteem voor de telecommunicatie-transmissie werd medio jaren tachtig het onderzoek voor gebruik als "hoge resolutie"-convertor gestart. Bitstreamconvertors maken naast oversampling gebruik van ruiskleuring (noise-shaping) om het vermogen van de kwantiseringsruis in de audio-band verder te reduceren. Hierdoor kan de resolutie van de intern gebruikte convertor teruggebracht worden tot het extreme geval van 1bit-kwantisatie. In deze situatie bevat de D/A-convertor slechts één referentiebron hetgeen een perfecte integrale en differentiële lineariteit oplevert. Omdat het kwantiseringsruisvermogen bij 1bit-kwantisatie hoog is, moeten we hoge oversampling en sterke ruiskleuring toepassen om de kwantiseringsruis in de audio-band voldoende te onderdrukken.

In de bitstreamtechniek worden weinig eisen gesteld aan de

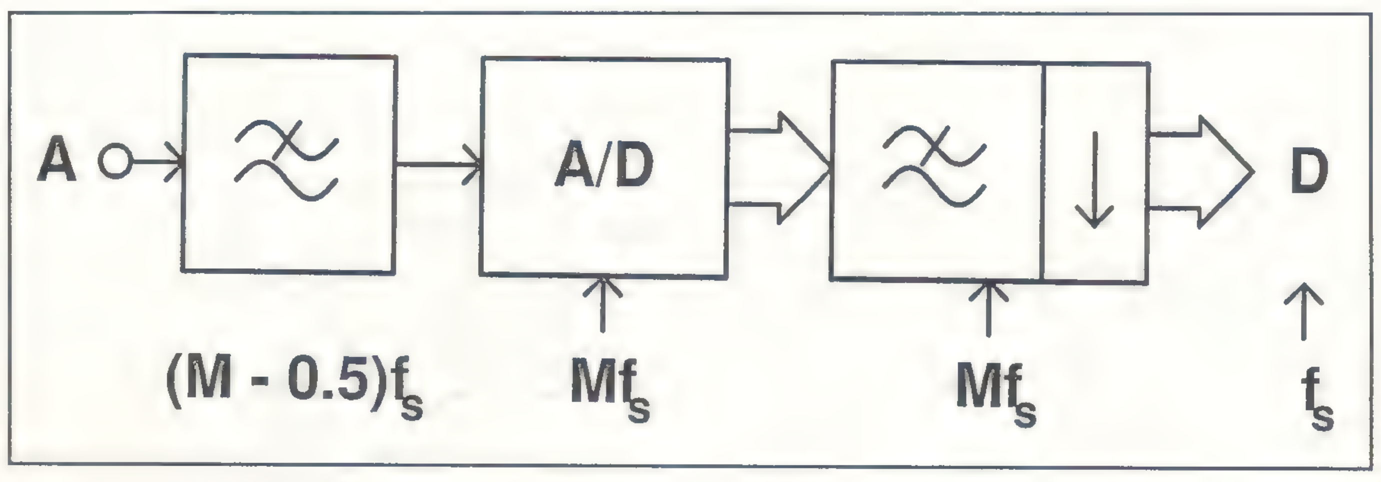


Fig. 1.
Blokschema van een A/D-convertor met oversampling.

nauwkeurigheid van de analoge schakelingen. Het aantal analoge schakelingen is geminimaliseerd; de prijs die we betalen is dat complexe digitale filtering op hoge kloksnelheden nodig is. Het grote voordeel van het werken in het digitale domein is dat de verschillende operaties met een zeer grote nauwkeurigheid uitgevoerd kunnen worden, zodat met het complete conversiesysteem een zeer hoge resolutie haalbaar is. A/D- en D/A-convertors die gebruik maken van bitstreamconversie vormen een steeds vaker toegepast alternatief voor de conventionele convertors in "hoge resolutie"-toepassingen.

Figuur 2 toont het blokschema van een systeem voor D/A-conversie gebaseerd op het bitstreamprincipe. In het digitale domein wordt het laagfrequente, multi-bitsignaal omgezet in een hoogfrequent 1bit-signaal. Allereerst wordt in de interpolator de bemonsteringsfrequentie van het ingangssignaal met een factor M verhoogd. De interpolator bevat een upsampler en een laagdoorlaatfilter dat de frequentiecomponenten boven de audio-band onderdrukt. De bitstreammodulator converteert het geïnterpoleerde signaal naar een 1bit-code die aangeboden wordt aan de 1bit D/A-convertor. Tijdens deze 1bit-codering ontstaat een oplopend kwantiseringsruisspectrum. Het analoge post-filter onderdrukt de ruiscomponenten boven de audioband. De orde van dit filter is één orde hoger dan de orde van het lusfilter in de bitstreammodulator zodat de hoogfrequente ruis aan de analoge uitgang nihil is.

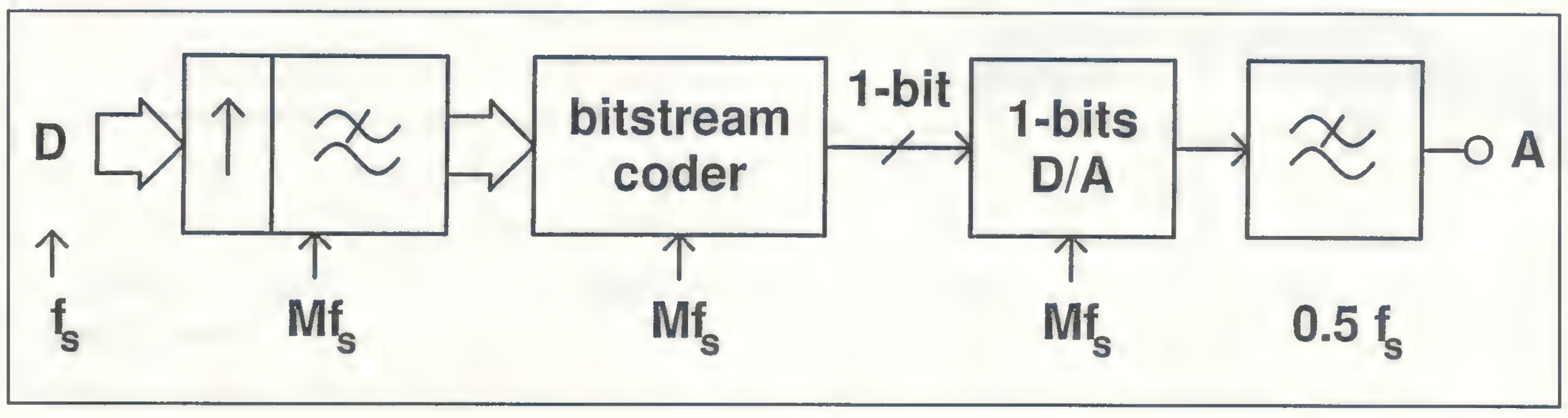


Fig. 2.
Blokschema van een bitstream D/A-convertor.

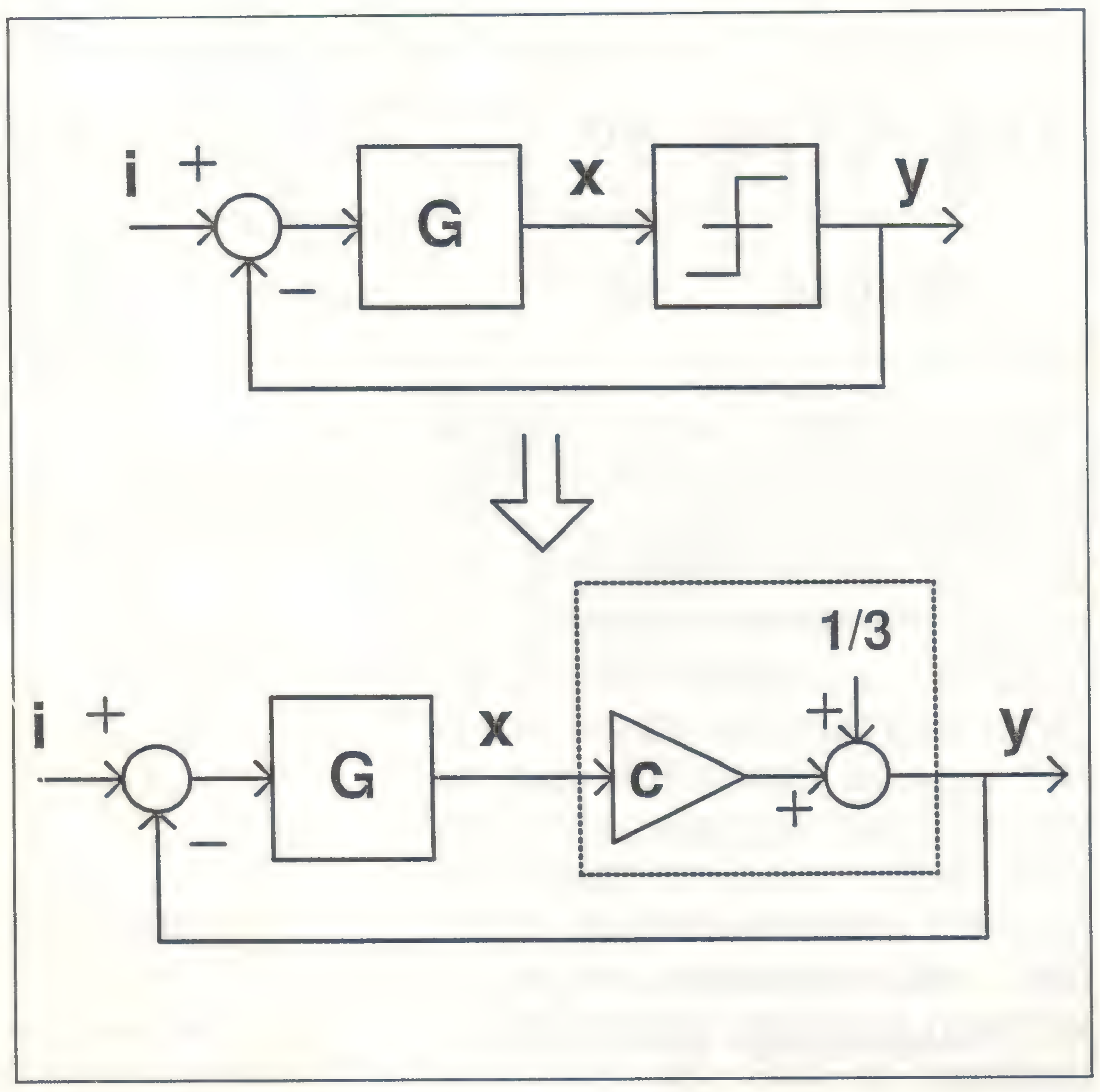


Fig. 3.
Blokschema van een sigma/delta-modulator en het kwantiseringsruismodel.

Oversampling en noise-shaping

Het vermogen van de kwantiseringsruis dat ontstaat tijdens bitstreamcodering, is zeer hoog omdat we slechts gebruik maken van twee kwantisatieniveaus. Oversampling en noise-shaping zijn technieken om de kwantiseringsruis in de audio-band te reduceren. In het geval van oversampling zal het ruisvermogen zich over een groter frequentiegebied uitspreiden. Iedere factor 2 verhoging van de bemonsteringsfrequentie zorgt voor een afname van de ruis met 3 dB in de audio-band. Door het toepassen van "noise-shaping" probeert men de kwantiseringsruis zodanig vorm te geven dat bij filtering het deel dat in de audio-band valt nog verder reduceert.

Sigma/delta-modulatie

Figuur 3 toont het blokschema van een sigma/delta-modulator dat een noise-shaped karakter heeft [3]. De modulator bestaat uit een teruggekoppelde lus waarin een kwantisator de woordlengte beperkt tot 1 bit en een lusfilter G dat de kwantiseringsruis in de audio-band zo veel mogelijk onderdrukt.
De kwantisator is zeer eenvoudig. Is het signaal aan de uitgang van het lusfilter positief dan wordt een "1" uitgegeven, is het signaal negatief dan volgt een "-1". Aan de modulatoruitgang ontstaat een reeks van 1bit-kwantisatiewaarden, vandaar de naam "bitstream". De tegenkoppeling zorgt ervoor dat de gemiddelde waarde van de uitgegeven pulsreeks het ingangssignaal blijft volgen: er ontstaat een pulsdichtheidsmodulatie van het ingangssignaal.

Figuur 3 toont tevens het gelineariseerde ruismodel voor de 1bit-kwantisator. Het bevat een witte ruisbron met een ruisvermogen van 1/3 (de kwantisatiestap is gelijk aan 2) en een nog onbekende versterkingsfactor c die de lineaire overdracht van kwantisator-ingang naar uitgang beschrijft. Deze factor c wordt bepaald door middel van de vermogensbalans voor de kwantiseringsruis aan de uitgang van de modulator. Daartoe wordt het uitgangssignaal van de modulator ontbonden in een audiocomponent en een kwantiseringsruiscomponent. Het uitgangsvermogen van de modulator is 1, de kwantisator codeert altijd een 1 of -1. Het maximale ingangssignaal dat de modulator kan coderen, is een sinus met amplitude 1. In deze situatie zijn de vermogens van het audiosignaal en de kwantiseringsruis beide gelijk aan 0,5 zodat de maximale signaal/ruisverhouding genomen over de gehele frequentieband gelijk is aan 0 dB!

Bij kleinere ingangssignalen zal het aandeel van de audiocomponent in het uitgangsvermogen snel kleiner worden zodat het vermogen van de kwantiseringsruis snel naar 1 zal stijgen. Tijdens normale uitsturingen circuleert bijna alleen kwantiseringsruis in de lus en het aandeel van de audiocomponent in de amplitudes van de lussignalen is verwaarloosbaar. In het gelineariseerde model heeft de versterkingsfactor c precies die waarde die er voor zorgt dat het vermogen van de kwantiseringsruis aan de modulator uitgang gelijk wordt aan 1. Een benadering voor de overdracht van de modulator is :

$$Y = \frac{cG}{1+cG} \cdot 1 + \frac{1}{1+cG} \cdot R$$

Y en I zijn de frequentiedomeinrepresentaties van y en i. R is de spectrale dichtheid van de kwantiseringsfout r en G de overdracht van het lusfilter. We geven het lusfilter een grote versterking in de audio-band (cG > 1) zodat we het gewenste ingangssignaal overhouden terwijl de kwantiseringsruis sterk wordt onderdrukt (gefilterd met de overdracht 1/(1 + cG)).

Keuze lusfilter

Figuur 4 toont de ruisdichtheid aan de modulatoruitgang voor een eerste, tweede, derde en vierde orde lusfilter op 128 maal oversampling. De eenvoudigste filterkeuze is een eerste-orde integrator (n=1). Voor lage frequenties loopt de kwantiseringsruis op met 20 dB/decade, voor hoge frequenties wordt de open-lus versterking cG kleiner dan 1 zodat het ruisspectrum daar vlak verloopt. Voor hoge oversamplingsfactoren zal - als gevolg van het "noise-shapen" en oversamplen - het vermogen van de kwantiseringsruis in de audioband met 9 dB dalen voor iedere

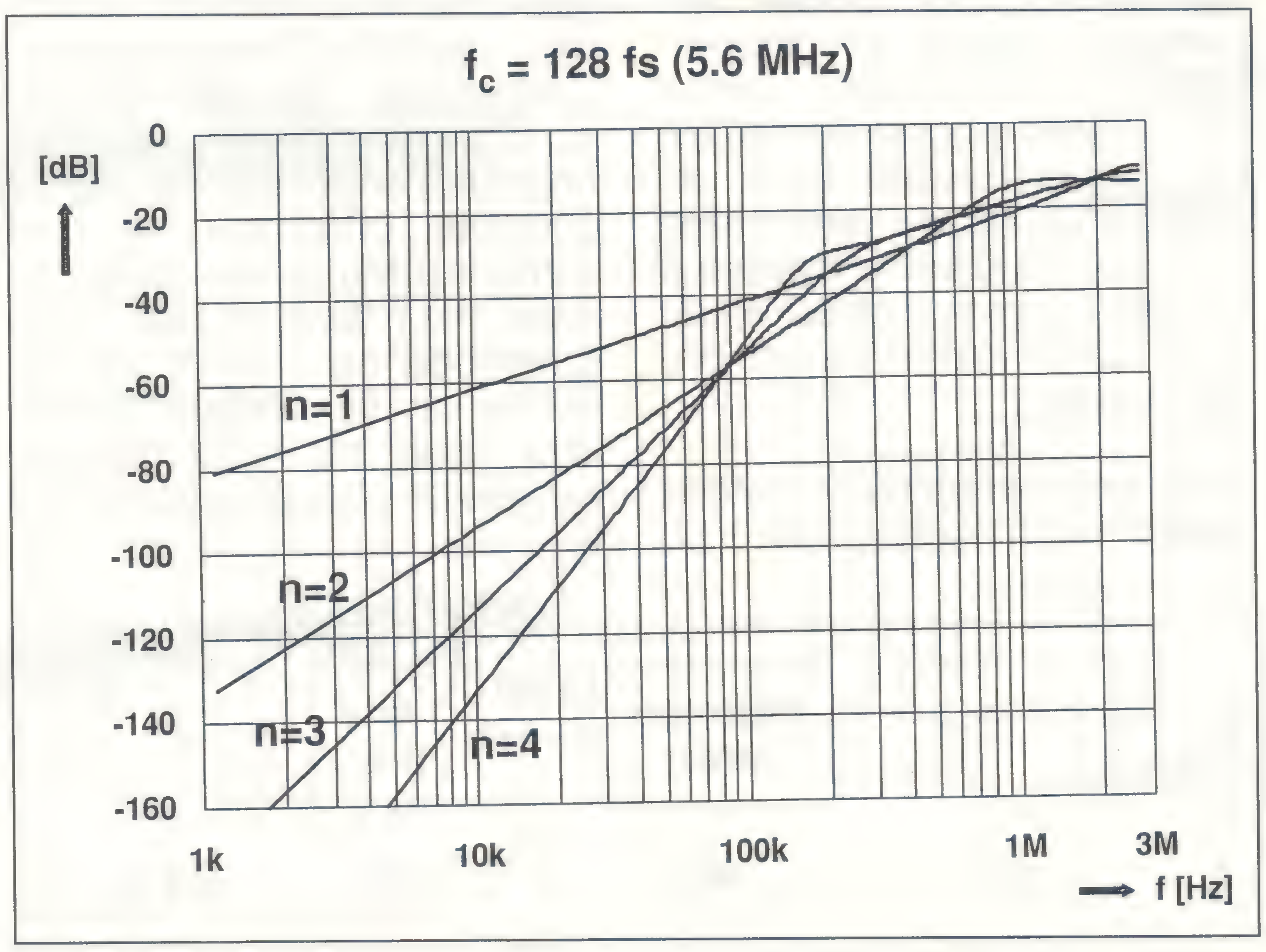


Fig. 4.
Ruisspectrum als functie van de filter-orde voor 128 maal oversampling.

verdubbeling van de bemonsteringsfrequentie.
Een verdere reductie van de kwantiseringsruis wordt verkregen door het toepassen van "hogere orde"-filtering. Deze "hogere orde"-filters dienen hoogfrequente nulpunten te bevatten teneinde de stabiliteit van de modulator te waarborgen. Duidelijk is te zien dat "hogere orde"-lusfilters voor hoge oversamplingsfactoren de kwantiseringsruis in de audioband beter onderdrukken. Als gevolg van het noise-shapen en oversamplen zal de modulatorresolutie met iedere verdubbeling van de bemonsteringsfrequentie met (n + 1/2) bit toenemen, waarbij n de orde van het filter is.

Figuur 5 laat de maximale signaal/ruis-verhouding zien als functie van de oversamplingfactor en als functie van de orde van het lusfilter. In het algemeen prefereert men een "hogere orde"-modulator. De vereiste bemonsteringsfrequentie voor een bepaalde resolutie is lager zodat er minder strenge eisen aan de analoge schakelingen worden gesteld (lagere snelheidseisen, ongevoeliger voor capacitieve overspraak en klokjitter). Tevens vertoont de kwantiseringsruis in "hogere orde"-modulatoren veel minder correlatie zoals later besproken zal worden.

Uitstuurbereik

In de praktijk wordt een sigma/delta-modulator nooit volledig uitgestuurd omdat de kwantiseringsruis voor grote ingangssignalen sterk toeneemt. Figuur 6 toont de signaal/ruis-verhouding (S/N) en de kwantiseringsruis (N) als functie van de uitsturing (S) voor een 2e orde sigma/delta-modulator met een bemonsteringsfrequentie van 5 MHz. De kwantiseringsruis in de audio-band loopt snel op voor ingangssignalen groter dan -3 dB waar de modulator in een "overload"-gebied komt. Figuur 7 toont het ingangssignaal van de kwantisator gedurende één periode van een 5 kHz sinus met een ingangsamplitude van -0,7 dB. We zien dat het kwantisator-ingangssignaal piekt gedurende de top en het dal van de ingangssinus. In de pieken neemt de kwantiseringsfout toe en wordt deze tevens veel laagfrequenter,

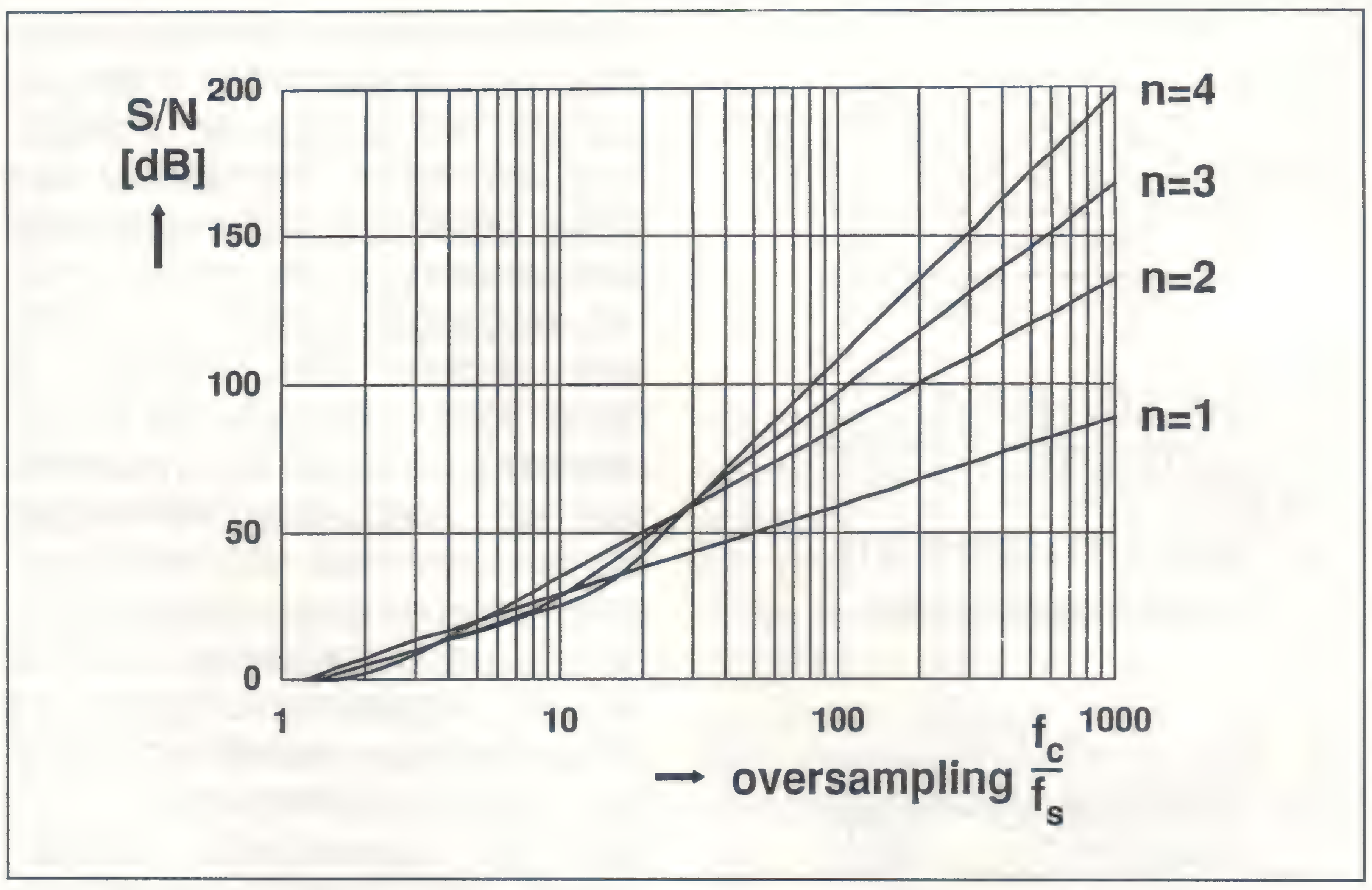


Fig. 5.
Signaal/ruisverhouding als functie van de oversampling en de orde van het lusfilter.

waardoor de kwantiseringsruis in de audio-band oploopt. In applicaties wordt dit "overload"-gebied vermeden door aan de modulator-ingang het signaal met -3 dB te schalen.

Klein-signaal gedrag

De kwantiseringsruis van een sigma/delta-modulator met een lusfilter van lage orde is sterk gekleurd wanneer de amplitude van het ingangssignaal klein is [4]. Deze kleuring ontstaat doordat de modulator een drempeleffect heeft, dat er voor zorgt dat de modulator slecht reageert op kleine ingangssignalen. Als gevolg hiervan ontstaat er harmonische vervorming en discrete frequentiecomponenten in de band als bijprodukt van de codering. Tijdens de afwezigheid van ingangssignaal genereert een eerste-orde sigma/delta-modulator een vast patroon van alternerend enen en nullen op de halve bemonsteringsfrequentie zoals weergegeven in figuur 8 (-1 uitgangsmonsters hebben code "0"). Het ingangssignaal moet achter de integrator minimaal een drempelwaarde van 0,5 bereiken om dit vaste "10" patroon te verstoren, anders wordt dit niet gecodeerd.

Wanneer een klein sinusvormig ingangssignaal wordt aangeboden, zal het steeds een tijd T duren voordat dit vaste "10" patroon wordt verstoord. Het spectrum aan de uitgang van de modulator zal, behalve de grondharmonische van de aangeboden sinus, ook nog harmonische vervormingscomponenten en discrete componenten met een frequentie van 1/2T bevatten. Naarmate de amplitude of de

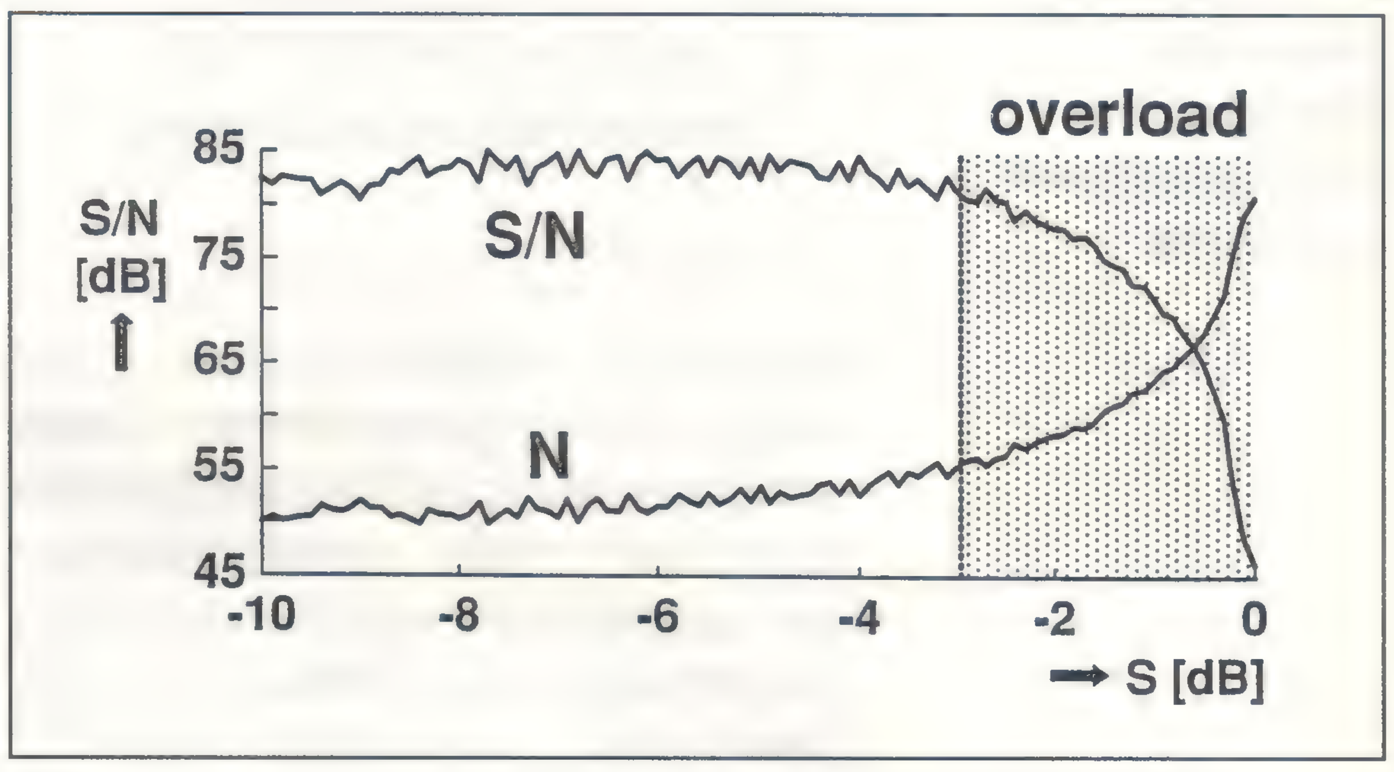


Fig. 6.
Signaal/ruisverhouding voor een tweede-orde modulator als functie van de uitsturing.

frequentie van de sinus afneemt, zullen deze laatste componenten in de audio-band vallen en aanleiding geven tot "fluitjes".
In "hogere orde"-modulatoren zullen de amplitudes van deze harmonischen bij dezelfde bemonsteringsfrequentie kleiner zijn. Deze modulatoren hebben minder de neiging tot het genereren van vaste uitgangspatronen door de veel hogere versterking van het lusfilter. Toch is ook bij "hogere orde"-modulatoren nog een aantal bijgeluiden hoorbaar, de dynamiek van de modulator wordt immers ook groter. Een methode om deze harmonischen in het uitgangssignaal te onderdrukken is het toevoegen van "dither" aan het ingangssignaal van de modulator.
Door dither, het toevoegen van

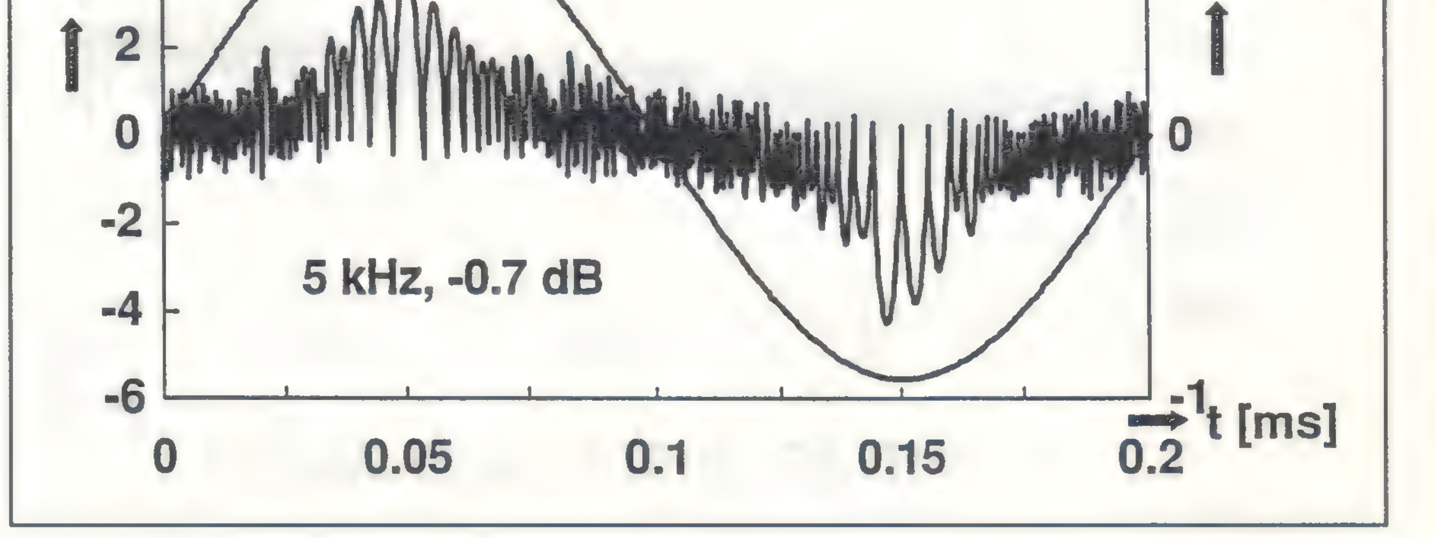


Fig. 7.
Ingangssignaal van de kwantisator tijdens grote uitsturing.

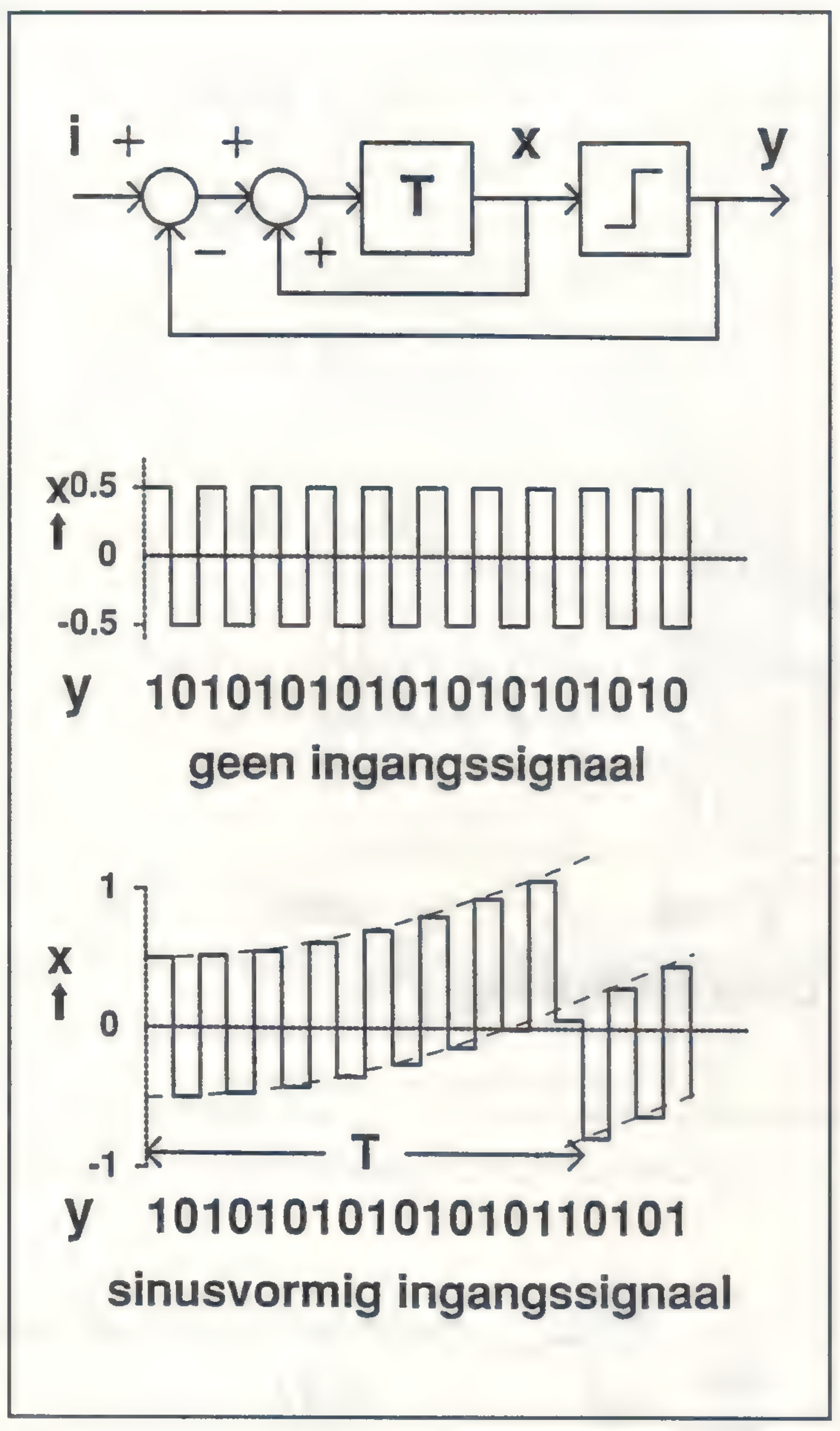


Fig. 8.
Eerste-orde sigma/delta-modulator met het uitgangssignaal van de integrator en de 1bit-code als functie van de tijd.

een extra ingangssignaal, probeert men de generatie van vaste uitgangspatronen te voorkomen waardoor het modulatoruitgangsspectrum vlakker verloopt. Een manier van ditheren is het toevoegen van laagfrequente ruis. Dit moet zo weinig zijn dat de dynamiek van de modulator nauwelijks wordt beïnvloed. Met name de laagfrequente componenten ondergaan een grote versterking in het lusfilter waardoor deze het uitgangssignaal van het lusfilter effectief moduleren. In een eerste-orde modulator is het onmogelijk om de harmonischen voldoende te onderdrukken zonder de dynamiek van de modulator aan te tasten.

Figuur 9 toont uitgangsspectra van een tweede-orde modulator voor een sinusvormig ingangssignaal met en zonder toepassing van dither. Toepassing van dither leidt tot onderdrukking van de harmonische vervorming: het uitgangsspectrum verloopt veel gladder. De hoeveelheid dither ligt 10 dB onder de kwantiseringsruis zodat de dynamiek van de modulator nauwelijks wordt beïnvloed. In A/D-convertors kan de thermische ruis en de 1/f-ruis al voldoende zijn om als dithersignaal te fungeren. In implementaties wordt vaak nog een extra hoogfrequente blokgolf als dithersignaal toegevoegd. Het uitgangsspectrum verloopt nog gladder en een blokgolf is eenvoudig te genereren en kan tevens gemakkelijk in een van de filters worden onderdrukt.

Conditionele stabiliteit

Doordat een sigma/delta-modulator uit zichzelf al hoogfrequente uitgangspatronen (bijvoorbeeld "10" rust-patroon) genereert, is een andere definitie van stabiliteit noodzakelijk. We noemen een modulator stabiel indien deze het ingangssignaal blijft coderen door middel van hoogfrequente uitgangspatronen. Indien de modulator in een instabiele toestand komt, genereert deze steeds langer wordende blokken aan de uitgang met daarbij steeds groter wordende lussignalen totdat deze vastlopen.

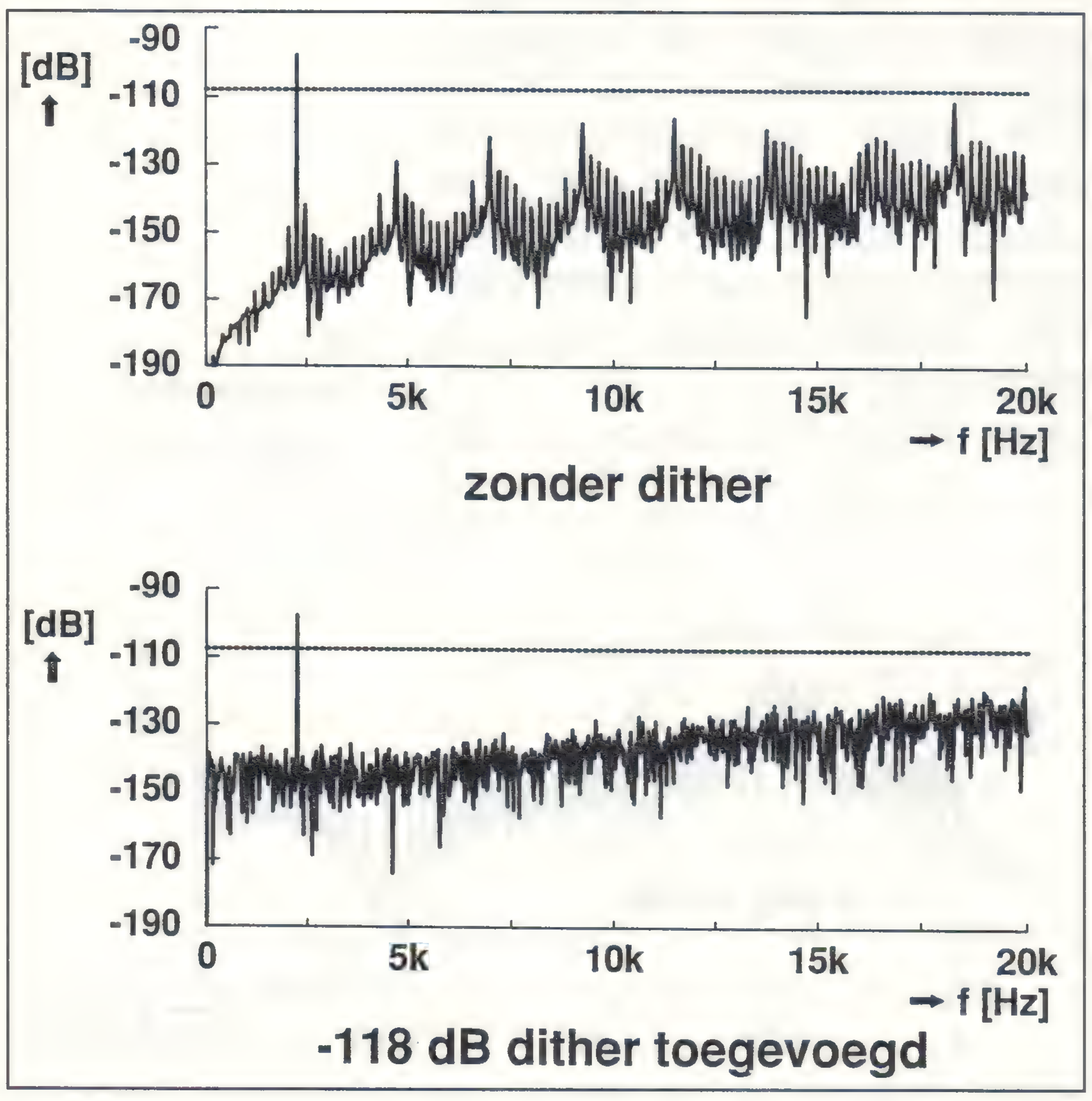
Een eerste-orde modulator is altijd stabiel, de stabiliteit van een tweede-orde modulator hangt af van de dimensionering van het lusfilter. Hogere orde modulatoren worden instabiel tijdens grote ingangssignalen en blijven instabiel ook nadat het ingangssignaal weggenomen is. Experimenten tonen aan dat het plaatsen van een begrenzer in het lusfilter een stabiliserend effect heeft.

In de regeltechniek wordt vaak de "root-locus"-methode toegepast voor het vaststellen van stabiliteit van lineaire systemen als functie van variërende systeemparameters. In een sigma/delta-modulator is de variërende systeemparameter de kwantisatorversterking c. In principe kan c alle positieve waarden aannemen afhankelijk van de grootte van het kwantisator-ingangssignaal.

Tijdens grote ingangssignalen piekt het ingangssignaal van de kwantisator en daalt de kwantisatorversterking c zoals weergegeven in figuur 7. Door deze versterkingsvariatie kunnen "hogere orde"- modulatoren instabiel worden, dit kan gebeuren tijdens grote ingangssignalen of tijdens het opstarten.

Als voorbeeld voor de "root-locus"-methode analyseren we een derde-orde modulator met lusfilteroverdracht G = T/N. De noemer van het teruggekoppelde systeem wordt gegeven door (N + cT) en het systeem is stabiel wanneer de wortels binnen de eenheidscirkel vallen. Figuur 10 toont de poolbanen voor positieve c waarden van een derde-orde lusfilter. We zien een doorsnijding van de een-

Fig. 9.
Effect van dither op het uitgangsspectrum van een tweede-orde modulator.



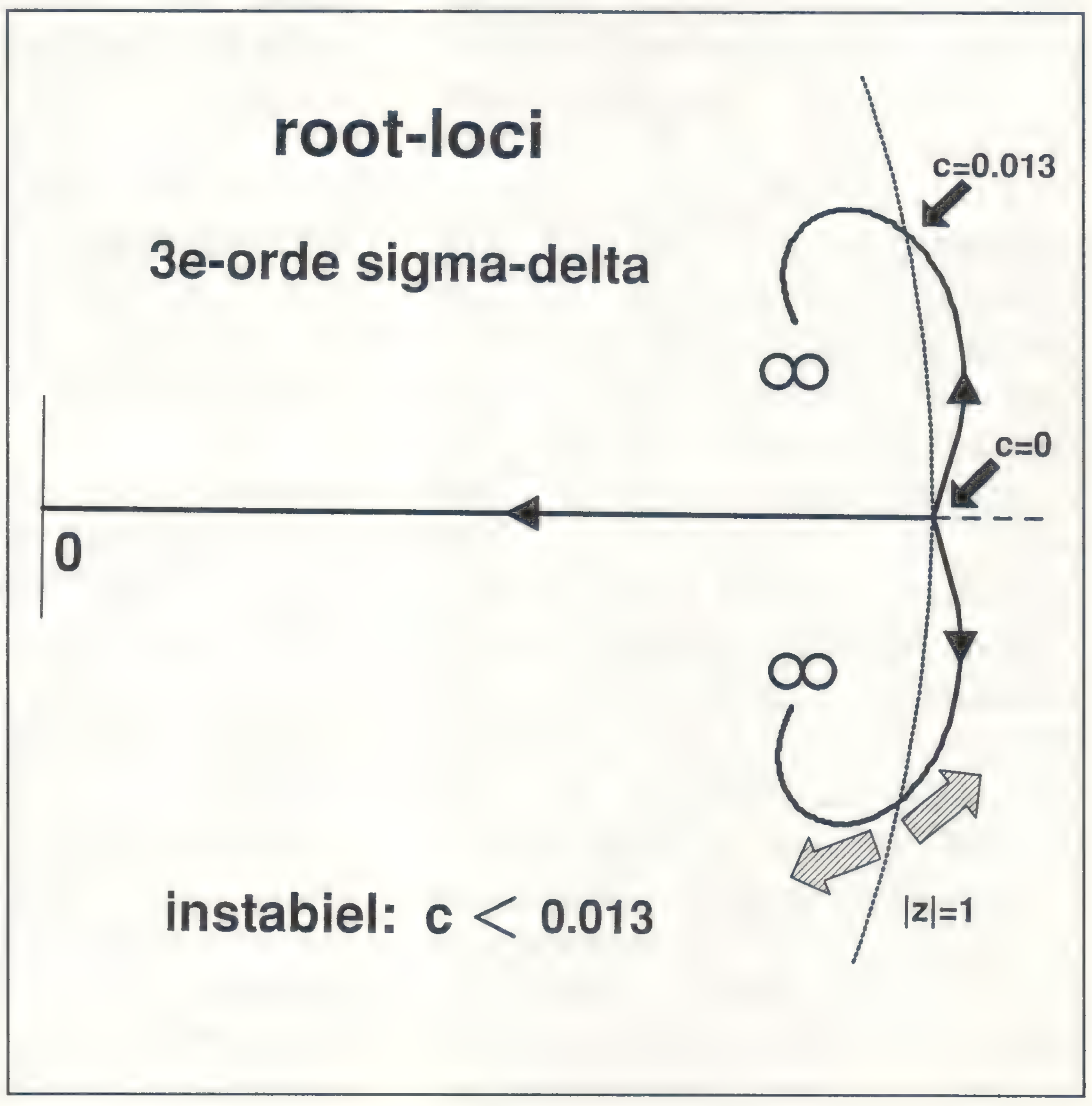


Fig. 10.
Root-loci van een derde-orde modulator.

heidscirkel voor c gelijk aan 0,013. De linker poolbaan door z = -1 correspondeert met een oscillatie op de halve bemonsteringsfrequentie. Dit is het bekende "10" rust-patroon dat we al zagen bij een eerste-orde modulator. Verder zien we dat voor kleine waarden van c twee poolbanen zich buiten de eenheidscirkel bevinden. Daalt de kwantisatorversterking tot onder de kritische waarde van 0,013 dan ontstaat er een aangroeiende laagfrequente oscillatie. De signalen in het lusfilter worden immers groter naarmate de oscillatie laagfrequenter wordt, waardoor de kwantisatorversterking c verder zakt en de oscillatie nog laagfrequenter wordt. In de praktijk zal één van de signalen in het lusfilter vastlopen en de modulator op een lage rustfrequentie verder oscilleren.

Het aanbrengen van een begrenzer met waarde 1/c in de laatste integrator van het lusfilter, zorgt ervoor dat de kwantisatorversterking altijd groter blijft dan de kritische c-waarde zodat de modulator stabiel blijft. Figuur 11 toont de kwantisatorsignalen van de derde-orde modulator met begrenzerwaarden van 150 en 75 (75 komt ongeveer overeen met de kritische waarde). De modulator wordt aangeslagen met één periode van een sinus met maximale amplitude. Bij een begrenzerwaarde van 150 wordt de modulator instabiel waarbij een stationaire laagfrequente blokgolf aan de uitgang ontstaat. In de tweede situatie is de modulator stabiel en valt deze terug in de gewenste hoogfrequente oscillatiepatronen bestaande uit combinaties van het "10" en "1100" patroon.

Met behulp van uitgebreidere analysetechnieken kan men het bestaan van het "1100" rustpatroon aantonen. De "root-locus"-methode voorspelt alleen het "10" rust-patroon omdat deze methode de fase-onzekerheid in de kwantisator niet modelleert. Toch geeft deze methode een goed inzicht in het stabiliteitsgedrag van een sigma/delta-modulator.

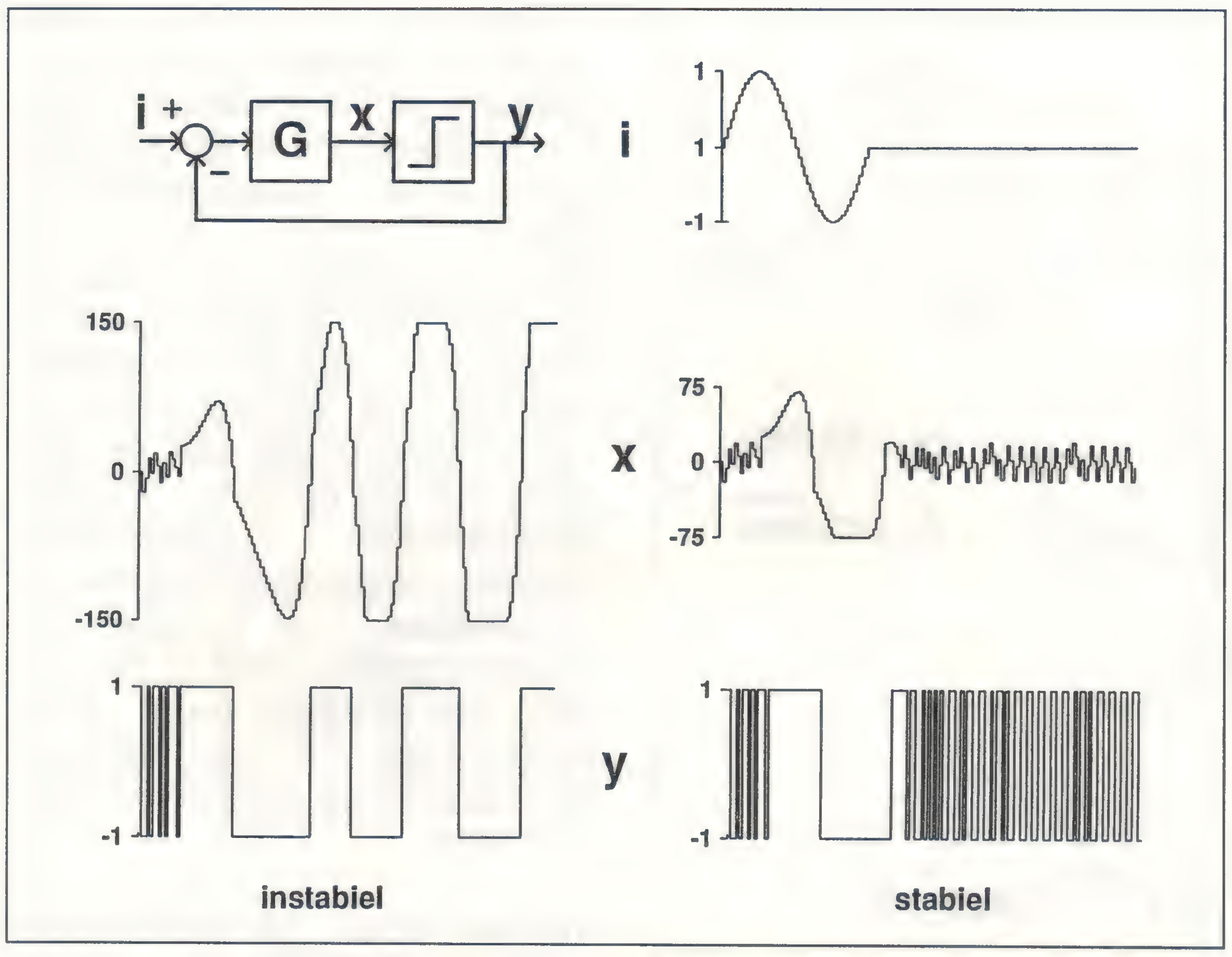


Fig. 11.
Invloed van een begrenzer op het stabiliteitsgedrag van een derde-orde modulator.

Feedforward

Uit luisterexperimenten bleek dat het activeren van de begrenzer hoorbare kliks oplevert: tijdens activering wordt de lusoverdracht voor het ingangssignaal onderbroken. Hierdoor is de modulator voor grote ingangssignalen niet bruikbaar. Dit betekent dat het uitstuurbereik voor "hogere orde"-modulatoren kleiner wordt terwijl deze bij voorkeur toegepast worden vanwege de lagere bemonsteringsfrequentie en betere ruisdecorrelatie. Indien het lusfilter volgens een feedforward configuratie wordt opgebouwd (figuur 12) is het mogelijk om een hogere-orde noise-shaping-karakteristiek te combineren met een stabiele werking tijdens grote ingangssignalen. In de feedforward structuur worden begrenzers aangebracht op de uitgangen van de integratoren. Tijdens grote ingangssignalen zal de laatste integrator de grootste amplitude bezitten. Indien zijn begrenzer het eerst wordt geactiveerd, wordt de lus niet in zijn geheel onderbroken zoals in de feedback configuratie omdat er nog steeds een voorwaarts pad loopt vanaf de andere integratoruitgangen naar het sommatiepunt voor de kwantisator. Met deze configuratie is het mogelijk om een filterfunctie van hogere orde te verkrijgen voor normale ingangssignalen met een geleidelijke afname van de filter-orde tijdens grote ingangssignalen ("graceful degradation"). De kwantiseringsruis neemt alleen toe tijdens de pieken van grote ingangssignalen. Experimenten toonden aan dat er geen hoorbare kliks optraden tijdens het activeren van de begrenzers. Hierdoor kan het uitstuurbereik van hogere-orde modulatoren worden vergroot.

1bit D/A-convertor

Het doel van de D/A-convertor is een referentiespanning te moduleren met de 1bit-data van de bitstreammodulator. Zo'n convertorschakeling kan worden gerealiseerd in de "switched-capacitor"-techniek of met behulp van analoge schakelaars naar een referentiebron.

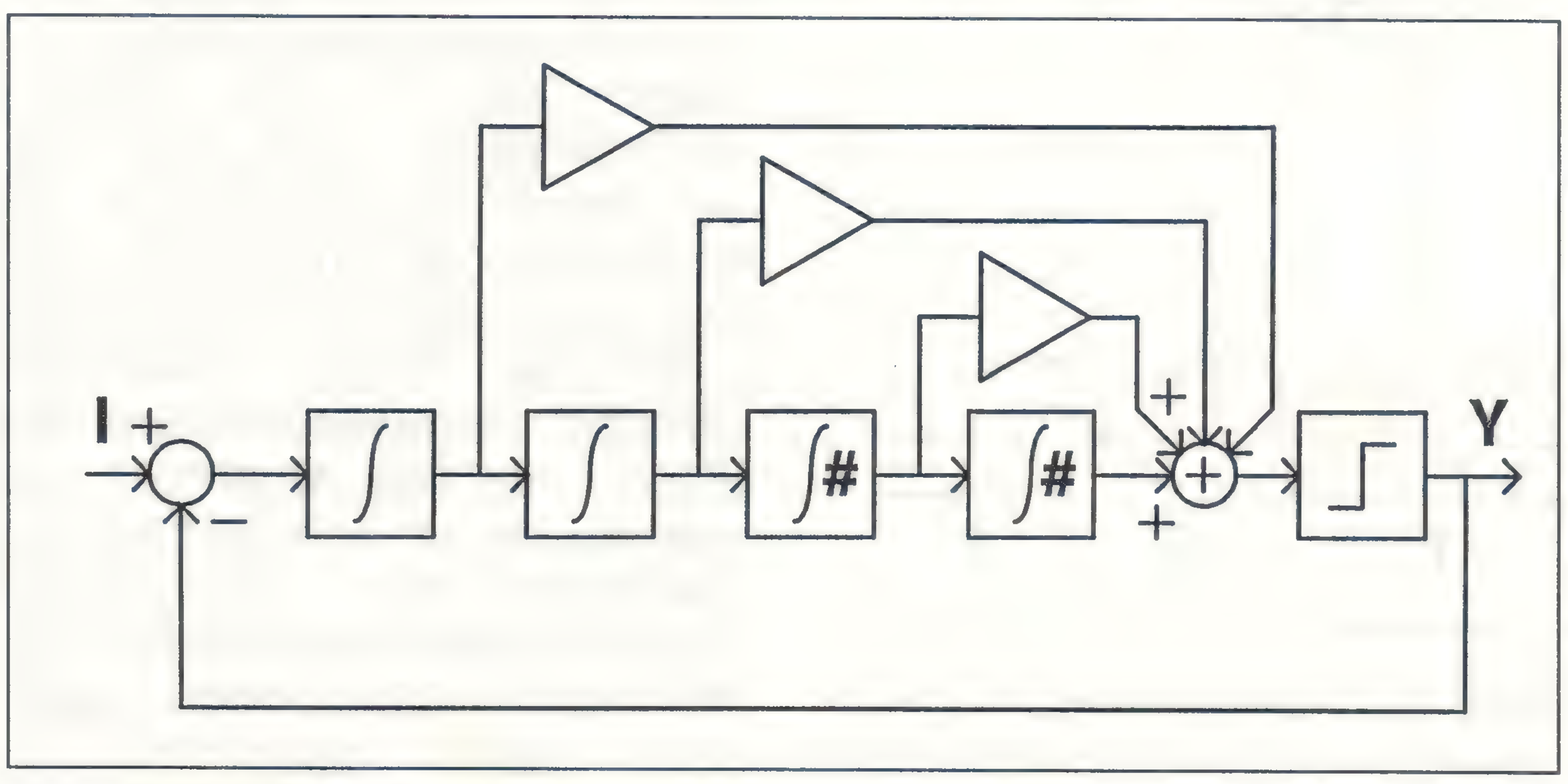


Fig. 12.
Blokschema van een sigma/delta-modulator met feedforward configuratie.

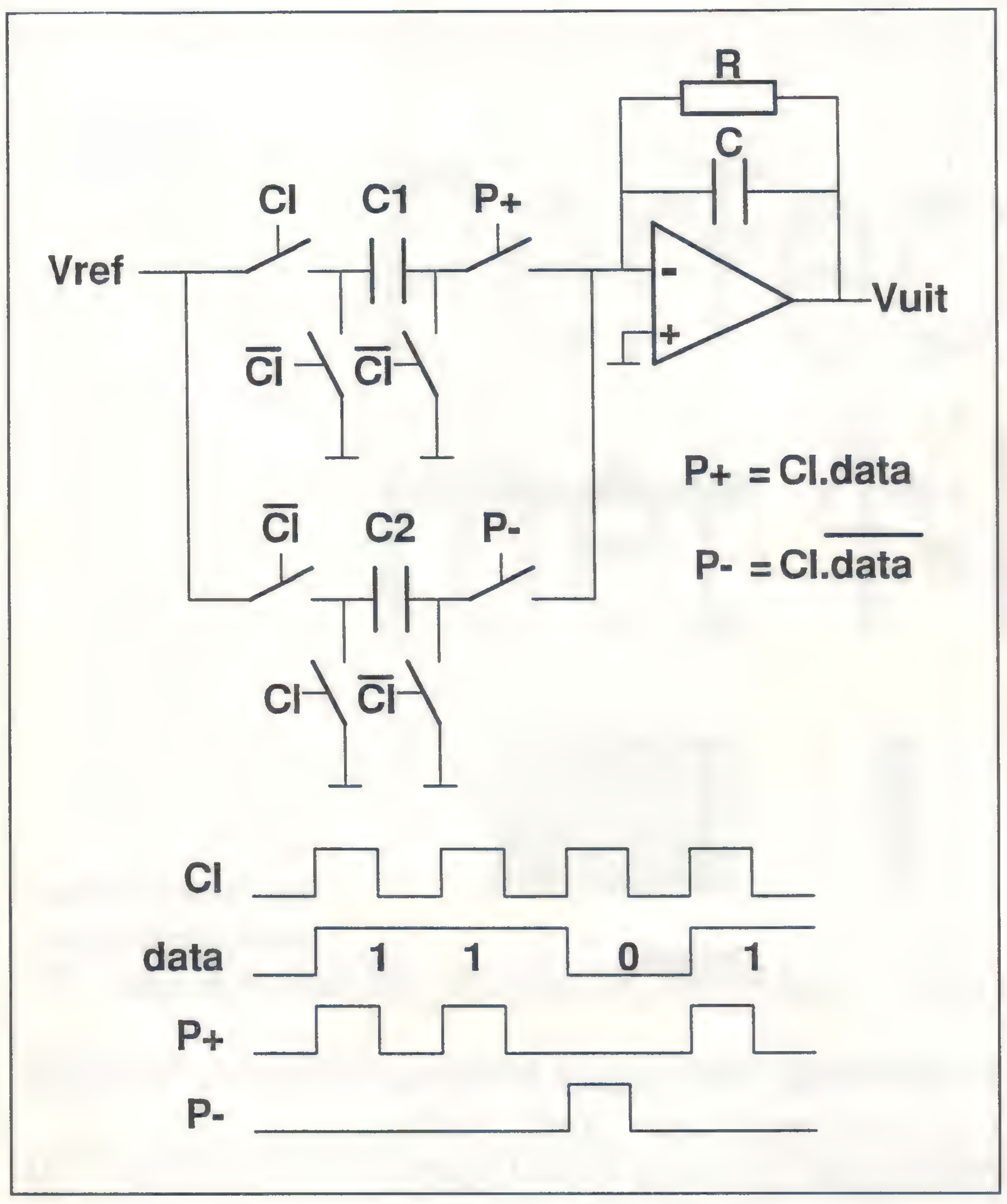
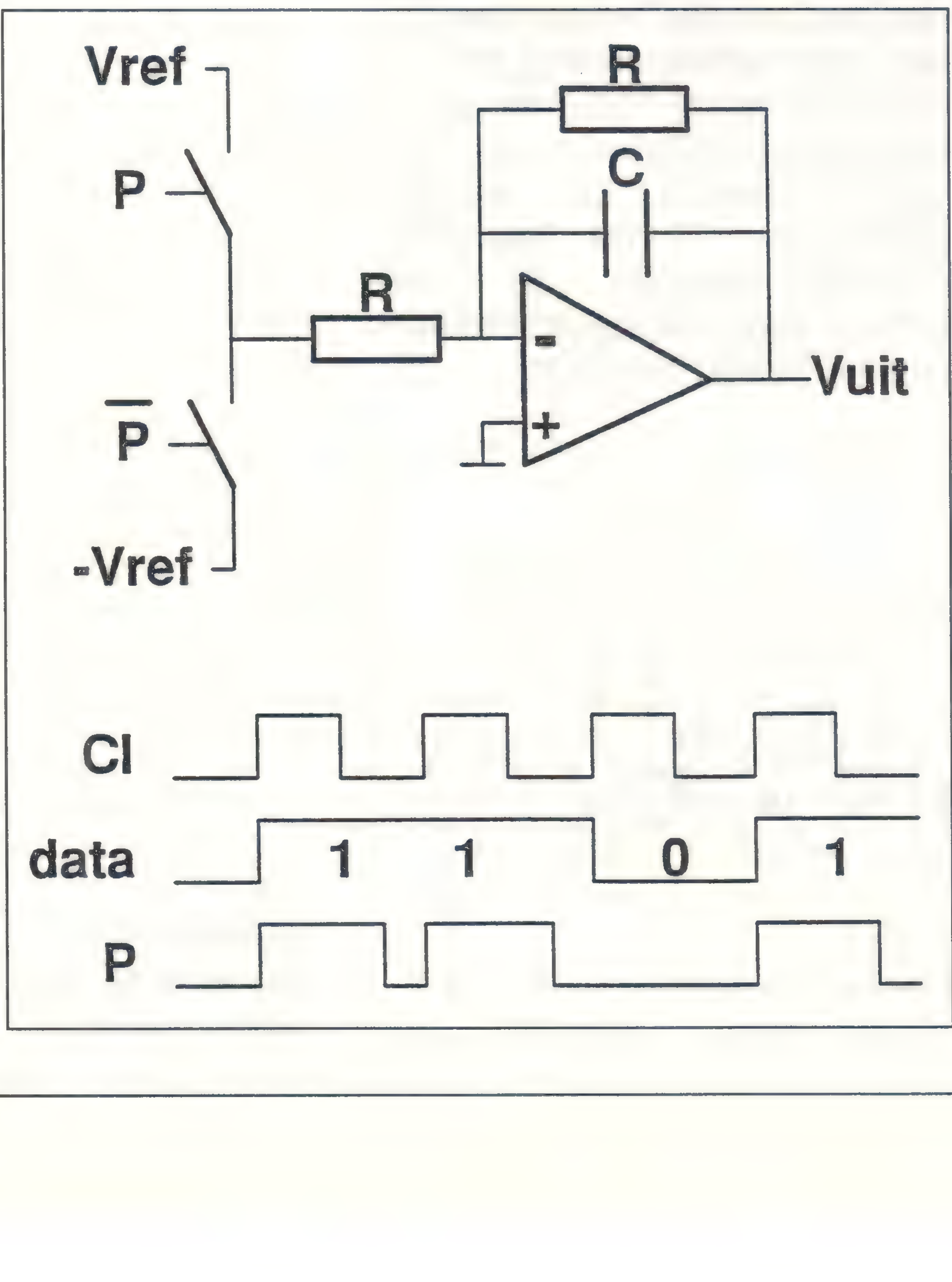


Fig. 13.
Schema van een 1-bit D/A-convertor gerealiseerd in "switched capacitor"-techniek.

Fig. 14.
Schema van een 1-bit D/A-convertor met analoge schakelaars en 75% duty-cycle pulsen.



Figuur 13 toont het principe-schema van een 1bit "switched capacitor" D/A-convertor. Een DC-referentiespanning V_{ref} wordt gemoduleerd met de 1bit-data van de bitstreammodulator. De hoogfrequente kwantiseringsruis wordt met een eerste-orde laagdoorlaatfilter onderdrukt. Afhankelijk van de bitstreamdatawaarde levert condensator C_1 een ladingpakket $C_1.V_{ref}$ af aan de operationele versterker of onttrekt condensator C_2 een ladingpakket $C_2.V_{ref}$. Dit gebeurt tijdens de eerste helft van de klokperiode, gedurende de tweede helft wordt C_1 ontladen en C_2 voorgeladen. De integratiecapaciteit C en de weerstand R zorgen voor eerste-orde laagdoorlaatfiltering.
Door de eindige versterking van de op-amp, is de spanning op de negatieve ingang signaalafhankelijk. Dit leidt tot harmonische vervorming aan de uitgang van de op-amp. De even harmonische componenten worden onderdrukt indien de capaciteiten C_1 en C_2 gelijk zijn. De kloksignalen Cl en Cl bar zijn niet overlappend zodat kortsluitstromen in de referentiebron en in de op-amp worden vermeden.

In het geval van schakelaars wordt de ingang van een laagdoorlaatfilter rechtstreeks naar een van de referentiebronnen geschakeld zoals weergegeven in figuur 14. Deze schakelaars zijn opgebouwd uit zeer snelle MOS-transistoren met korte stijg- en daaltijden teneinde de vervorming laag te houden. In implementaties schakelen we tijdens de uitgifte van een datapuls van de waarde "1" de uitgang altijd kortstondig terug naar 0. Op deze manier ontstaat een eenheidspuls met twee signaaltransities van constante vorm en met dezelfde energie-inhoud. Bij toepassing van 100% duty-cycle pulsen is het uitgangssignaal mede afhankelijk van het voorafgaande bit (was deze "0" dan volgt een transitie, was deze "1" dan niet) waardoor er vervorming ontstaat (de eindige stijg- en daaltijden veroorzaken een variërende energie-inhoud van de eenheidspuls). In de praktijk kiest men dikwijls voor een differentiële implementatie om de vervorming nog verder te reduceren.
Ieder klokcircuit is behept met ruis waardoor het exacte moment van schakelen iets fluctueert (jitter). In de schakelaarconfiguratie leidt jitter tot een tijdsfout èn een fout in de energie-inhoud van de eenheidspuls vanwege fluctuatie van de duty-cycle. In een "switched capacitor"-configuratie leidt dit alleen tot een tijdsfout, de energie-inhoud van de ladingpakketten blijft ongewijzigd omdat de ontlaadstroom aan het eind van de klokperiode nagenoeg nul is geworden. De "switched capacitor"-configuratie is dus ongevoeliger voor imperfecties van de systeemklok. Voor maximale prestaties worden zeer ruisarme kristalklokken gebruikt.

IC-realisatie

De MOS IC-technologie is uitermate geschikt voor de implementatie van de digitale filters en de "switched capacitor"-schakelingen. Hierdoor zijn goedkope één-chip oplossingen met geïntegreerde filtering mogelijk. De SAA7323 van Philips bevat een compleet geïntegreerd bitstream D/A-conversiesysteem bestaande uit upsample filter, 2e-orde bitstreammodulator en analoge post-filtering. De SAA7360 is een high-end A/D-convertor met een 3e-orde bitstreammodulator in de "switched capacitor"-techniek en een decimerend filter.
De prestaties van deze IC's worden in grote mate bepaald door de kwaliteit van de analoge circuits. Een groot probleem bij één-chip oplossingen is de elektrische overspraak van de digitale filters naar de analoge schakelingen. Het digitale deel van het IC schakelt met 5V-spanningsslagen waarbij veel stroom in het onderliggende substraat wordt geïnjecteerd. De verstoring in de analoge circuits die bovenop dit substraat liggen, mag niet groter worden dan een tiental microvolt. Om deze verstoringen voldoende klein te houden worden veel maatregelen genomen zoals het werken met differentiële circuits en het gebruik maken van gescheiden voedingen en afscherming van het substraat.

Het beste resultaat verkrijgen we indien we de digitale filters en de 1bit D/A-convertor op aparte IC's realiseren. Een voorbeeld hiervan is de combinatie van de TDA1307 en de TDA1547 die toegepast worden in CD of DCC spelers uit de topklasse. De TDA1307 is een microprocessor gestuurd IC met upsample filter en 4e-orde bitstreammodulator en verscheidene andere CD-functies zoals concealment, digitale volumeregeling, fading, piekdetectie, de-emphasis filtering, DC-offset filtering en I²S- en DOBM-interfaces. Dit IC is gefabriceerd in een 1-micron CMOS-technologie, het is 50 mm^2 groot en

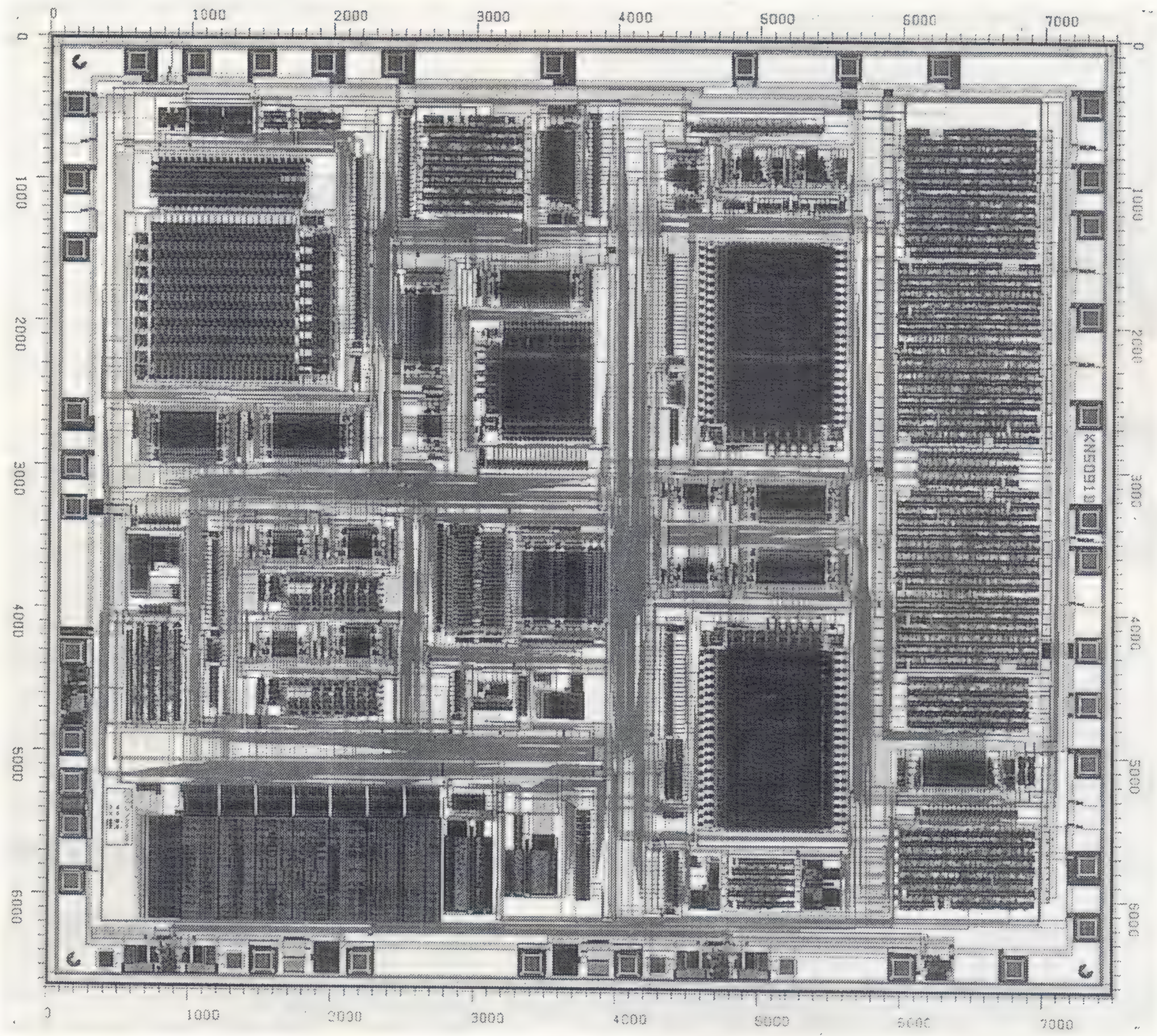


Fig. 15.
Layout van de TDA1307. Dit CMOS-IC bevat een digitale signaalprocessor, twee sigma/delta-modulatoren en een microprocessor-interface.

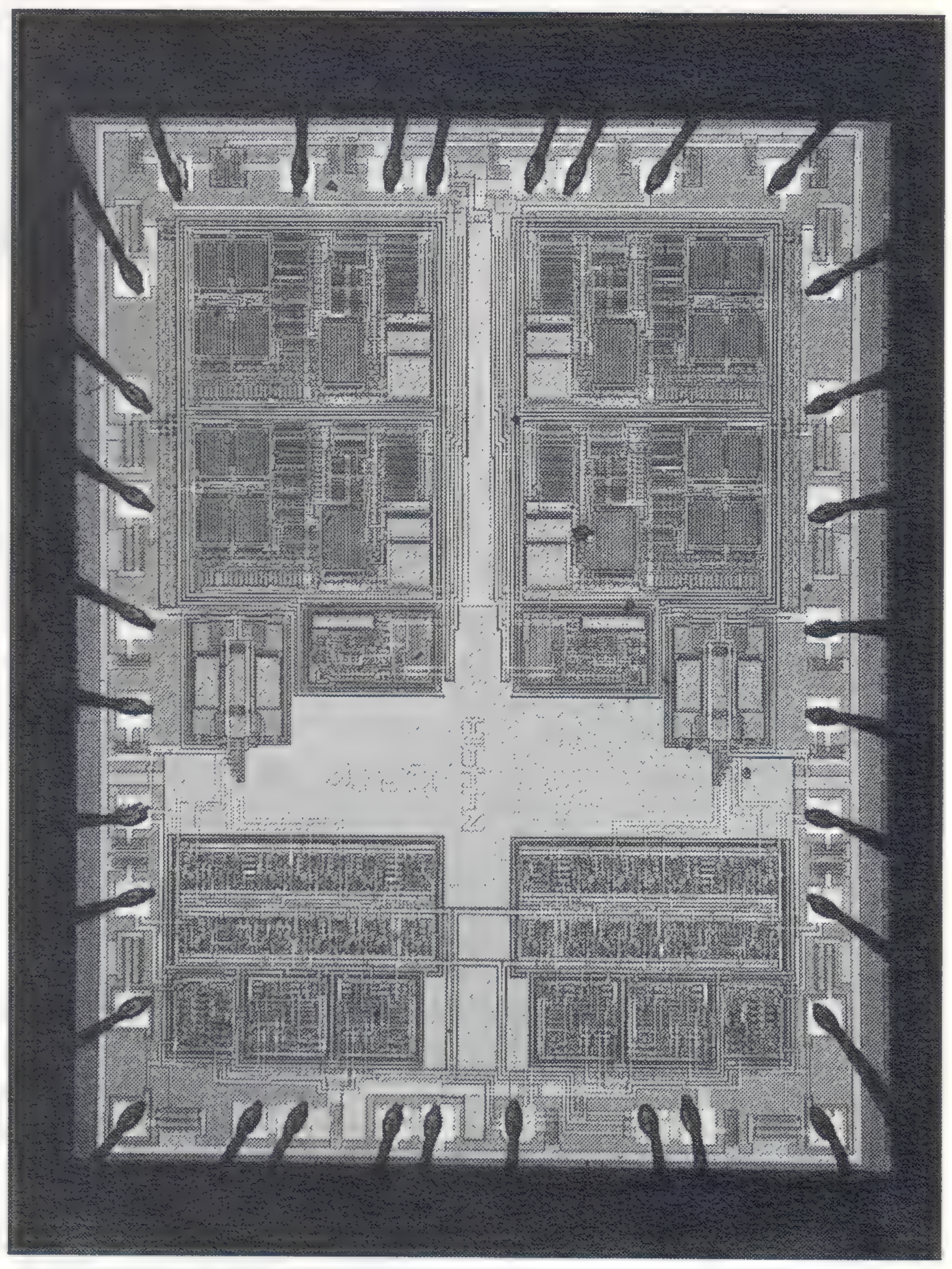


Fig. 16.
Chipfoto van de TDA1547. Deze bevat twee stereo 1bit D/A-convertors en is gerealiseerd in de BICMOS-technologie.

bevat 130.000 transistoren (figuur 15). Figuur 16 toont een IC-foto van de TDA1547. Dit IC bevat twee 1bit D/A-convertors van het "switched capacitor"-type geïmplementeerd in de BICMOS technologie [5]. De convertors zijn differentieel uitgevoerd zodat common-mode overspraak en even harmonische vervormingscomponenten worden onderdrukt. Tevens wordt het analoge dynamisch bereik met 3 dB vergroot. Met deze IC-combinatie is het mogelijk 18bits prestaties te behalen (tabel 1).

Trends

In digitale audio worden de conventionele convertors steeds meer verdrongen door de bitstreamconvertors vanwege hun superieure klein-signaal gedrag en hun goede lineariteit. De huidige ontwikkeling richt zich op het verder perfectioneren van de convertors waarbij men tracht systeem- en circuitconcepten te vinden die ongevoeliger zijn voor overspraak en analoge ruis. Ook zien we het gebruik van bitstreamconvertors in data-acquisitie systemen en meer hoogfrequente toepassingen zoals ISDN en radio-ontvangst toenemen. Verder wordt onderzoek gepleegd naar het combineren van noise-shaping technieken met multi-bit convertorstructuren. In deze oplossing worden de analoge filters nog eenvoudiger en blijft een goed klein-signaal gedrag behouden.

Conclusie

A/D- en D/A-convertors, gebaseerd op het principe van oversampling en noise-shaping, bieden een groot aantal voordelen ten opzichte van conventionele convertors in "hoge resolutie"-toepassingen. Zij bezitten een goede lineariteit en een goed klein-signaal gedrag indien hogere orde coders in combinatie met dither worden gebruikt. Het aantal analoge componenten is tot een minimum beperkt en deze zijn weinig kritisch. De vereiste analoge anti-aliasingfilters en post-filters zijn eenvoudig. Eén-chip-oplossingen met geïntegreerde filters zijn mogelijk.

Referenties

[1] A. v.d. Enden en N. Verhoeckx; ***Digitale signaalbewerking***; Delta Press BV, 1987.

[2] J.F. Schouten, F. de Jager and J.A. Greefkes; ***Delta modulatie, een nieuw modulatie systeem voor telecommunicatie***; Philips Technische Tijdschrift 13, pag. 249-258, september 1951.

[3] B.E. Boser en B.A. Wooley; ***The Design of Sigma-Delta Modulation Analog-to-Digital Converters***; IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. SC-23, No. 6, pag. 1289-1308, december 1989.

[4] P.J.A. Naus en E.C. Dijkmans; ***Low Signal-Level Distortion in Sigma-Delta Modulators***; 84th Conv. Audio Eng. Soc., Paris maart 1988.

[5] B. Kup e. a.; ***A Bitstream D/A Converter with 18-bit ResolutionC***; ISSCC Dig. Tech. Papers, pag. 70-71, februari 1991.

Bitstream-produkten				
Type	Functie	Order coder/Oversample factor	THD	S/N
SAA 7360	A/D	3e, 192 fs	-90 dB	95 dB
SAA 7323	D/A	2e, 256 fs	-92 dB	98 dB
TDA 1307		4e, 192 fs		
TDA 1547	D/A		-101 dB	113 dB

Tabel 1
Prestaties van enkele bitstream IC's.

A/D-convertor ADS574 vergt minder printkaartruimte

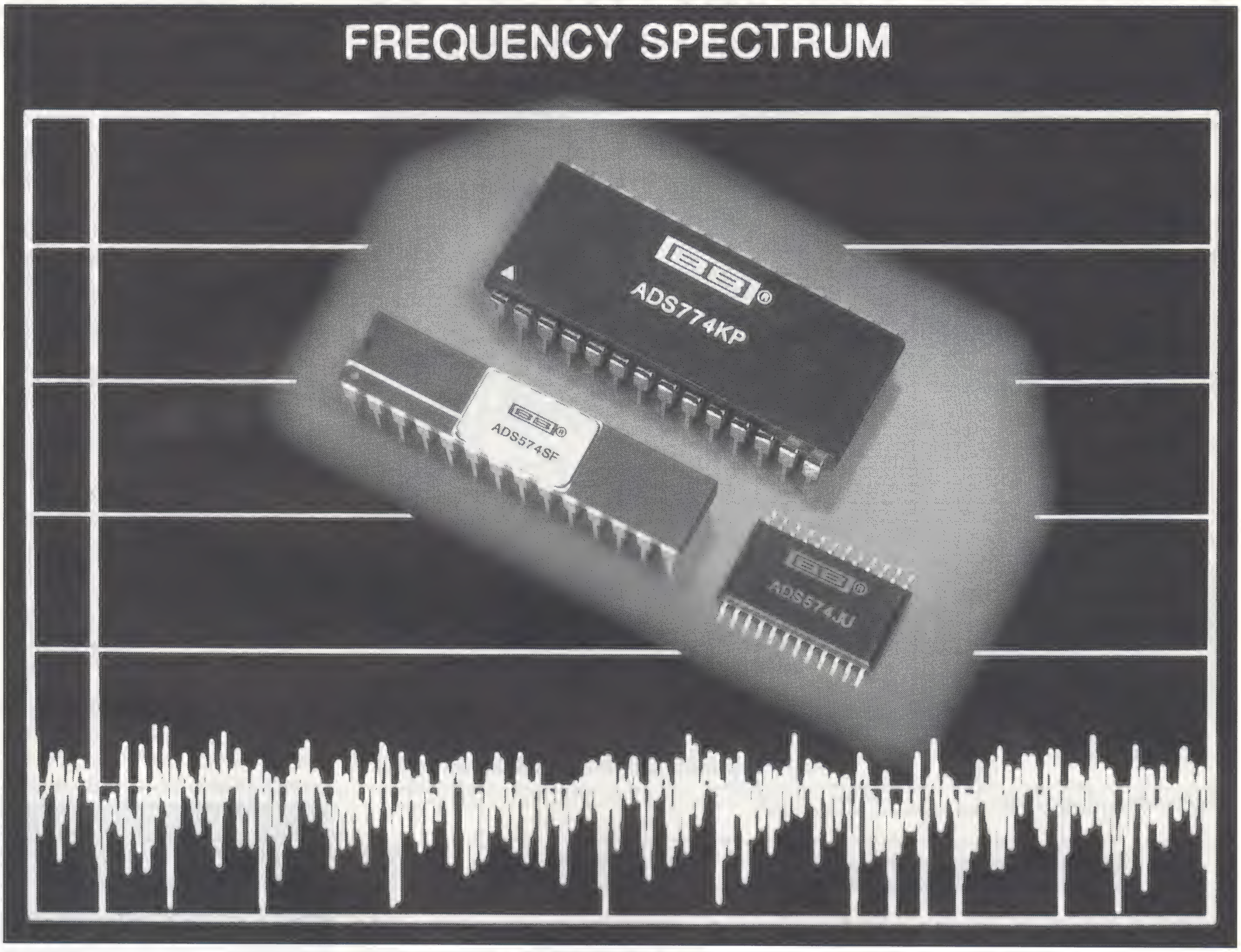
Nieuwe 12-bit ADC-standaard

Gedurende de laatste jaren hebben veel bedrijven een verscheidenheid aan nieuwe CMOS A/D-omzetters op de markt gebracht. Helaas pasten deze nieuwe ontwerpen niet altijd in bestaande sockets van de wereldwijd veel gebruikte ADC574 analoog/digitaal-convertor, zodat hun gebruik aanzienlijke ontwerpwijzigingen vereisten, en investeringen in bestaande digitale interfaces en software niet konden worden gebruikt.
Met de nieuwe ADS574 en ADS774 heeft Burr-Brown deze compatibiliteitsproblemen opgelost.

Door in de nieuwe ADC-componenten ADS574 en ADS774 de voordelen van de moderne CMOS-technologie optimaal te benutten, kan Burr-Brown een lager energieverbruik, inherente sampling, een ADC574 pin-out en een voedingsspanning van +5 volt bieden, met naast de standaard ingangsbereiken ook een aantal nieuwe ingangsbereiken.
De ontwerpers van de ADS574 werden geconfronteerd met twee tegenstrijdige eisen:

1e:de nieuwe convertor moest compatibel zijn met de bestaande ADC574 sockets, inclusief pin-outs, ingangsbereiken, logische interfaces, en voedingsspanning;
2e:de nieuwe convertor moest worden vervaardigd in standaard CMOS-procédés om gebruik te kunnen maken van de samplingmogelijkheid die inherent is aan C-DAC-architectuur en van het lagere energieverbruik die met CMOS kan worden bereikt.

De standaard ADC574 ingangsbereiken van ±10 V, ±5 V, 0 tot 20 V en 0 tot 10 V en de bestaande offset en gain adjust vormden voor het ADS574 ontwerpteam een uitdaging. De interne C-DAC-structuur werd ontworpen om over een volleschaalbereik van 0 tot 3,33 V te kunnen werken. Een precisie "laser trimd" dunne-film NiCr-weerstandsnetwerk werd ontworpen om intern in een 0 tot 3,33 V te voorzien vanuit elke van de standaard ADC574-ingangsbereiken (figuur 2).
Het ingangsweerstandsnetwerk biedt een relatief hoge ingangsimpedantie vergeleken met de standaard ADC574, waardoor het signaalconditioneringsnetwerk,



vóór de ADS574, kan worden vereenvoudigd. De impedantie van 21 kΩ in het 10V-ingangsbereik en 84 kΩ in het 20V-bereik, maken de ingangsimpedanties van de ADS574 respectievelijk 4 en 8 maal groter dan die van de ADC574. Dit betekent dat het ingangsconditioneringsnetwerk ook eenvoudiger kan zijn dan bij de ADC574. Omdat de ingang van de ADS574 gedurende de conversie openstaat, is de nieuwe convertor meer immuun voor van buitenaf op de ingang gekoppelde signalen, dan de ADC574. In het bijzonder moest de signaalconditioneringsschakeling voor de ADC574 vanwege de current-DAC architectuur in staat zijn de grote stroompulsen te verwerken die optraden bij elke successieve bitbepaling. De ADS574 kan gemakkelijk worden aangestuurd door minder snelle operationele of instrumentatieversterkers, zonder op systeemprestaties in te boeten. Het weerstandsnetwerk vermindert tevens het effect van een gebruikelijk probleem met "Switched capacitor array ADC's"; als de sampling schakelaar aan de ingang van de condensatorarray wordt geopend, wordt de lading terug in de signaalbron geïnjecteerd. Deze signaalbron moet daarom een dynamische uitgangsimpedantie hebben die laag genoeg is om die "lading" aan te kunnen. Het interne weerstandsnetwerk van de ADS574 vermindert in grote mate de stoorpieken die aan de analoge ingang verschijnen.

In plaats van het gebruikelijke R-2R weerstandsladdernetwerk van de D/A-omzetter in de traditionele successieve approximation architectuur, gebruikt de ADS574 een netwerk van geschakelde binair-gewogen "poly-poly" condensatoren (C-DAC). Deze condensatoren bieden een inherente sample/hold-functie; hierdoor is een externe S/H in de meeste toepassingen overbodig. In tegenstelling tot weerstandsnetwerken is er hier geen biasstroom die naar deze condensatoren toevloeit, met als resultaat een veel lager stroomverbruik van de convertor. Bovendien biedt deze C-DAC-architectuur, vanwege de zeer nauwkeurige gelijkloop van de on-chip condensatoren (ze zijn identiek tot op ongeveer 0,1ppm/°C), een uitstekende lineariteitsstabiliteit over het temperatuurbereik.

Als de condensatoren van de C-DAC op de chip worden vervaardigd, zijn er onderlinge toleranties. Om zowel de differentiële als de integrale lineariteitsfout, die door deze inherente condensator-mismatch wordt veroorzaakt, te reduceren tot minder dan 1/2 LSB, is ook nog een trim-DAC aan de negatieve ingang van de comparator aangesloten (figuur 3). Gedurende een conversie worden de condensatoren van de hoofd C-DAC óf naar de interne referentie óf naar aarde geschakeld, volgens

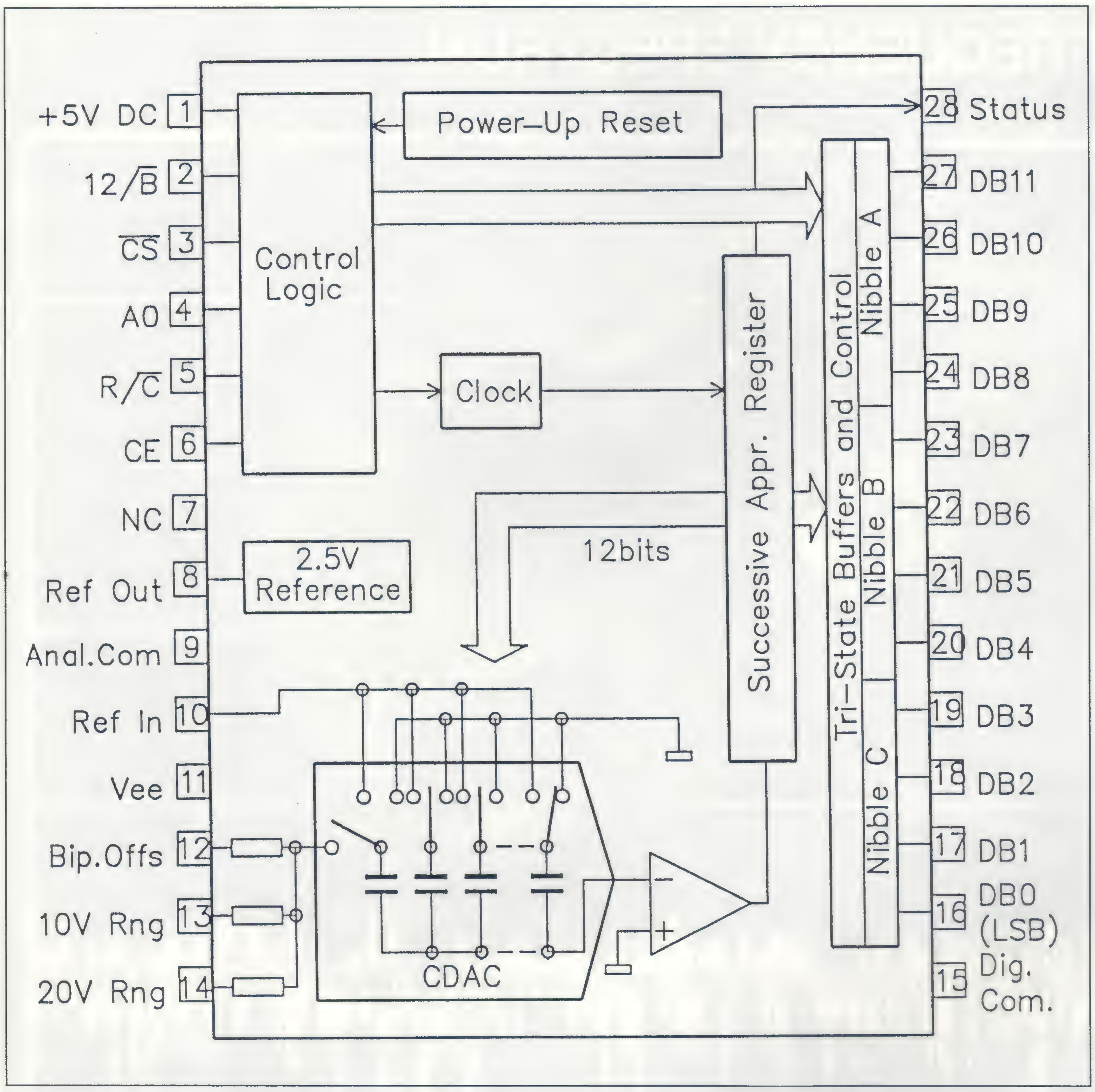


Fig. 1.
Pin-out van de ADS574 en een blokschema van de interne structuur.

het successieve approximation proces.
De corresponderende condensatoren in de trim-DAC worden ook naar bepaalde waarden geschakeld om een passende correctiespanning aan de negatieve ingang van de comparator toe te voegen. De weerstanden in de trim-DAC (T-DAC in figuur 3) zijn alle individueel getrimd voor alle zes trim condensatoren corresponderende met de zes meest significante bits van de condensatoren in de hoofd C-DAC. Omdat de condensatoren zowel in de C-DAC als in de trim-DAC allemaal op dezelfde wijze op de chip worden vervaardigd, hebben ze een prima gelijkloop zowel in de tijd als in temperatuur. Deze gelijkloop resulteert in convertors die over goede integrale en differentiële lineariteitsstabiliteit beschikken.
De comparator die in de ADS574 wordt gebruikt bestaat uit een cascade van high-speed trappen met lage versterking. De condensatoren tussen de trappen worden gebruikt als deel van een auto-zero circuit om de offset, de drift en "flicker noise" van de comparator te minimaliseren.
Een andere uitdaging voor het ontwerpteam was de stabiele spanningsreferentie met lage ruis in CMOS-structuur met een nauwkeurigheid die overeenkwam met de referentiespanning in de traditionele ADC574. Het ontwerpteam koos hiervoor een 2,5V-"bandgap"referentie, gebruik makend van bipolaire transistoren die worden gevormd door P-wells, N+ regionen en het substraat. Om de veranderingen ten gevolge van temperatuurwijzigingen zo laag mogelijk te houden, worden de wafers getest bij twee temperaturen en vervolgens getrimd om de drift te minimaliseren. Een laag-doorlaat-filter op de chip minimaliseert de referentieruis. Deze 2,5V-referentiespanning is het belangrijkste verschil met de ADC574 als men probeert de ADS574 in een bestaande socket toe te passen. De omschakeling naar de ADS574 zal geheel transparant zijn, als de interne referentiespanning slechts wordt gebruikt om de referentieingang van de omzetter zelf aan te sturen.

Compatibel
De ADS574 (en ook de snellere ADS774) is de enige omzetter met deze pin-out waarbij de gebruiker kan kiezen òf hij de interne sample/hold geheel wil beheersen, òf dat hij een bestaande ADC574 (zonder veranderingen aan te brengen aan bestaande hardware of software) wil nabootsen. Dit deel concentreert zich op het intern samplen. Het verklaart hoe de systeembandbreedte aanzienlijk kan worden verbeterd zonder veranderingen in bestaande systemen aan te brengen en hoe met kleinere modificaties de systeembandbreedte toch nog verder kan worden vergroot.
Zelfs in bestaande sockets kan de ADS574 in de "ADC574 Emulatie Mode" de ingangsbandbreedte aanzienlijk vergroten, zonder veranderingen aan hardware of software aan te brengen. Deze Mode wordt zelfs automatisch geselecteerd als men de ADS574 in bestaande ADC574 sockets steekt. In de Emulatie Mode wordt intern een 4µs vertraging aangebracht tussen het convert-command en de interne start van een conversie, waardoor de ADS574 voldoende tijd krijgt om het ingangssignaal tot de gespecificeerde nauwkeurigheid te verwerven, voordat de conversie wordt gestart (figuur 4). Deze vertraging is nodig in systemen waarbij een multiplexer of een programmable gain versterker aan de ADC574 voorafgaat en waarbij het ingangssignaal zeer snel kan veranderen, net voordat het convert-command wordt ontvangen.
De standaard ADC574 heeft een stabiel ingangssignaal nodig gedurende de conversie om het successive approximation process de gelegenheid te geven het signaal nauwkeurig om te zetten. De sample/hold-functie van de ADS574 vermindert de behoefte aan een stabiel ingangssignaal aanzienlijk, zelfs in de "ADC574 Emulatie Mode". In deze mode bedraagt de aperture jitter 30ns; deze is het gevolg van de geprogrammeerde vertraging tussen het convert-command en de tijd dat de interne sampleswitch wordt geopend. Hierdoor kan de

ADS574 - in Emulatie Mode - signalen verwerken die met een snelheid van ongeveer 0,08 V/μs veranderen.
Dit kan worden vertaald in signalen met een maximum frequentie van ongeveer 1,3 kHz (in vergelijking met de 1,5 Hz van de standaard ADC574).
Bij een "full-scale range" van 20 V, is de waarde van een LSB 4,88 mV. Voor een 12-bit nauwkeurigheid kan het ingangssignaal niet meer dan een 1/2LSB veranderen, ofwel 2,44 mV, binnen de kritische tijd van de convertor, te weten de 30ns "aperture jitter time". Dit betekent dat als hetzelfde ingangssignaal herhaaldelijk wordt gesampled met de convert-commands in dezelfde faserelatie, dan zal de aperature jitter in de sample/ hold zelf niet meer dan een 1/2LSB fout introduceren.

$$V_{in} = V_p \times SIN\omega t \qquad (1)$$

$$\frac{dV_{in}}{dt} = V_p \times 2\pi f \times COS\omega t =$$

$$= \frac{2{,}44\ [mV]}{30\ [ns]} = 0{,}08\ \frac{V}{\mu s} \qquad (2)$$

$$f_{max} = \frac{\Delta V}{\Delta t} \times \frac{1}{2\pi V_p} = \frac{2{,}44\ [mV]}{30\ [ns]} \times$$

$$\times \frac{1}{2\pi \,.\, 10\ [V]} = 1{,}27\ kHz \qquad (3)$$

Zolang het ingangssignaal geen frequentiewaarden bevat boven ongeveer 1 kHz, is er geen externe sample/hold nodig voor de ADS574 en is er ook geen verandering nodig in de bestaande systeemtiming. Een eenvoudige "jumper", om de oude sample/ hold versterker in de schakeling te overbruggen, is waarschijnlijk de enige verandering die nodig is om dat onderdeel te elimineren, waardoor een aanzienlijke hoeveelheid vermogen wordt bespaard door de verwijdering van zowel de oude ADC574 alsook de sample/hold-versterker.

Optimaal

Als een applicatie het verwerken van ingangssignalen met frequentiecomponenten boven 1 kHz nodig maakt, biedt de ADS574 "Control Mode" een volledige beheersing van de samplingfunctie en minimalisering van de aperature jitter. Door pen 11 met de +5V-spanning te verbinden wordt de ADS574 in de "Control Mode" gebracht. (Dit kan enige verwarring geven in vergelijking met de standaard ADC574 waar pen 11 de negatieve voedingsspanningsingang is, maar bij de ADS574 wordt pen 11 alleen gebruikt als een speciale logische ingang om de convertor in de "Control Mode" of de "Emulatie Mode" te plaatsen).
In de "Control Mode" schakelt het convert-command de samplecondensatoren onmiddellijk in de "Hold Mode" en wordt een conversie gestart. In deze mode wordt de aperture jitter gereduceerd tot 300 ps. Uit vergelijking 3 kan worden afgeleid dat dit de ADS574 theoretisch in staat stelt om ingangsfrequenties tot ongeveer 130 kHz te verwerken zonder dat de jitter een 1/2LSB fout veroorzaakt. In feite domineren andere foutbronnen bij hogere frequenties, maar de ADS574 kan altijd nog ongeveer 70 dB Signaal/(Ruis+Vervorming) bereiken met ingangssignalen van de maximum 20kHz-Nyquist frequentie.
Als men gebruikt maakt van de verwijdering van de externe sample/hold-versterker wordt een belangrijke hoeveelheid kaartruimte bespaard, of men nu de "Control Mode" gebruikt of de "Emulatie Mode". Een ADC574 plus een SHC5320 nemen samen ongeveer 7 cm^2 in beslag, plus de onderlinge verbindingen en sporen op de kaart. De ADS574 is verkrijgbaar in standaard 0,6 inch brede DIP met een oppervlakte van 5,5 cm^2, in een 0,3 inch smalle DIP met een oppervlakte van 2,5 cm^2 en in een SOIC met een oppervlakte van 1,8 cm^2. En verder is er geen kaartruimte nodig voor onderlinge verbindingen tussen de sample/ holdversterker en de AD-omzetter omdat beiden zich op de chip bevinden.

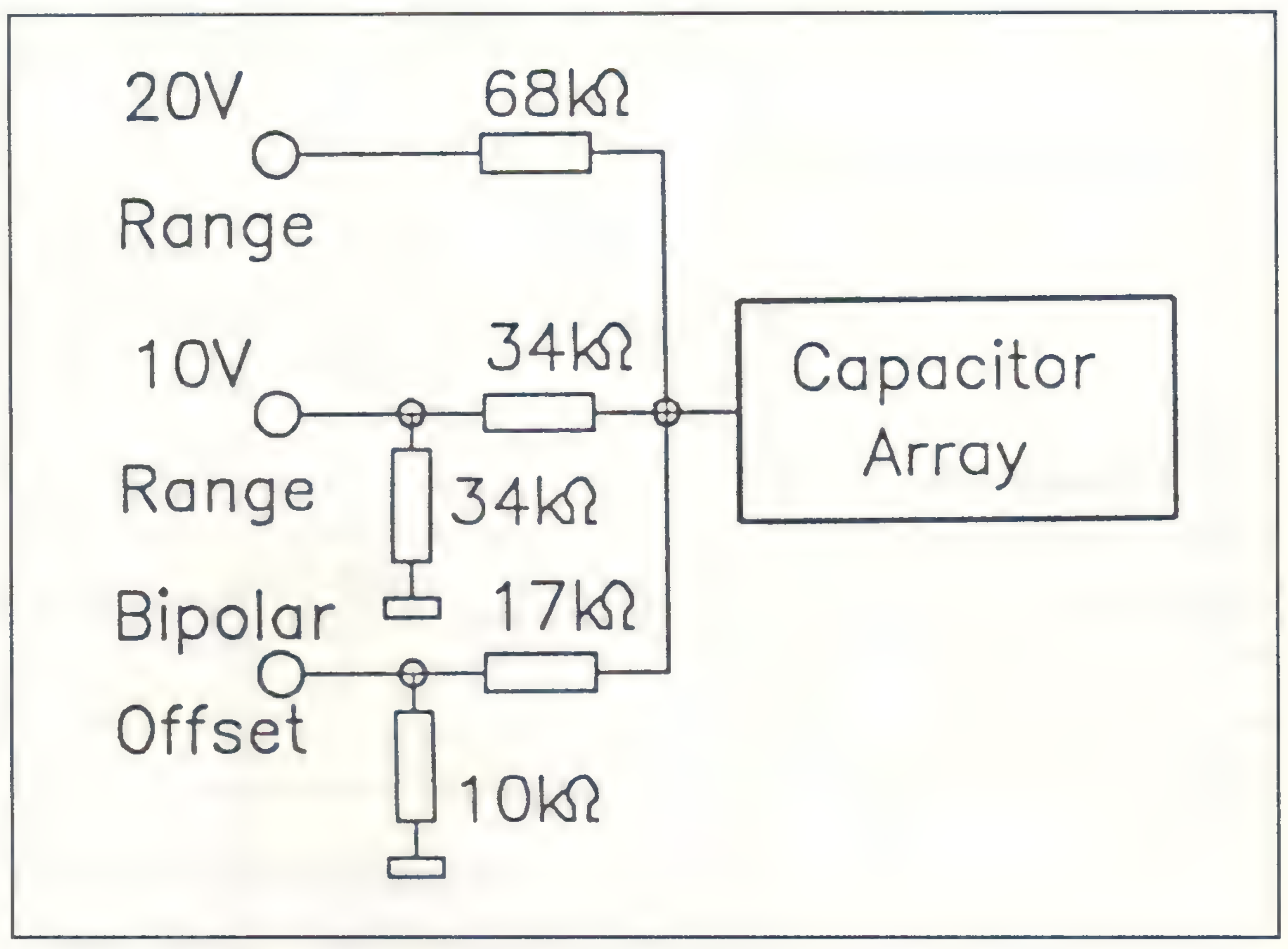


Fig. 2.
Laser Trimd dunne-film NiCr-weerstandsnetwerk.

Behalve de benodigde kaartruimte kan de ADS574 tevens het energieverbruik aanzienlijk verminderen. De SHC5320 en de ADC574 verbruiken samen ± 965 mW, terwijl de ADS574 slechts 100 mW verbruikt, een besparing van meer dan 90%.

Applicatie

Buiten de standaard ADC574 ingangsbereiken, kan het dunnefilm ingangsweerstandsnetwerk op de ADS574 en ADS774 worden geconfigureerd voor 0 V en 5 V, ±2,5 V en 0 tot 3,33 V ingangsbereiken. Het 0 V en 3,33 V ingangsbereik is zeer bruikbaar in toepassingen waarbij de gehele signaalconditionering en convertorschakelingen worden gevoed met een enkelvoudige +5V-voedingsspanning. Door middel van dit bereik kunnen de operationele versterkers in de signaalconditioneringsschakeling over het gehele 3,33V-ingangsbereik (volle schaal) van de omzetter variëren, zonder dat lineariteitsproblemen worden veroorzaakt door de versterkers te dicht naar de plus-rail te sturen.
De volgende toepassing maakt gebruik van de enkelvoudige +5V-voedingsspanning en de hoge snelheid van de ADS774

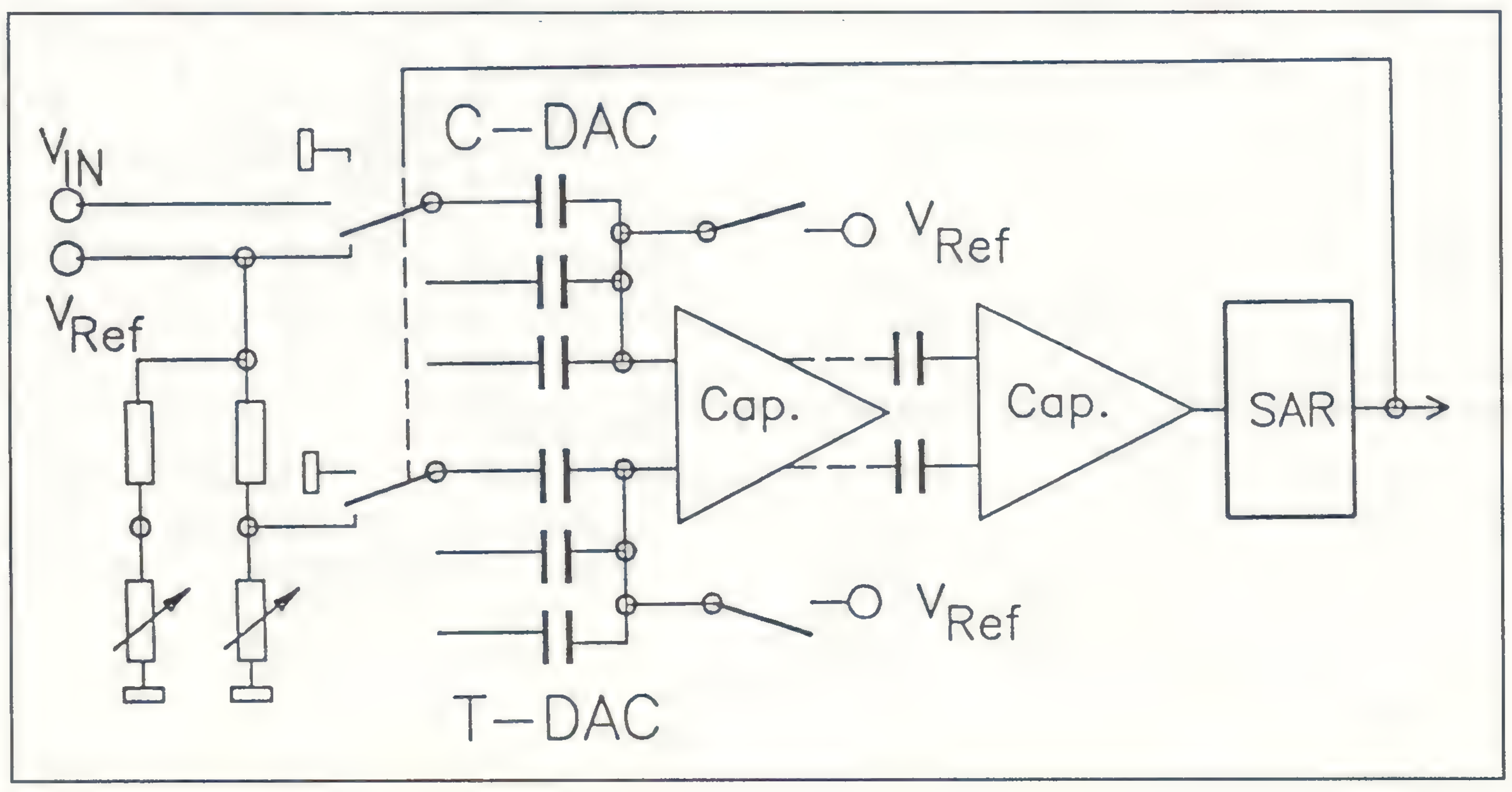


Fig. 3.
"Matching Errors" in de C-DAC worden gecompenseerd door de Trim-DAC.

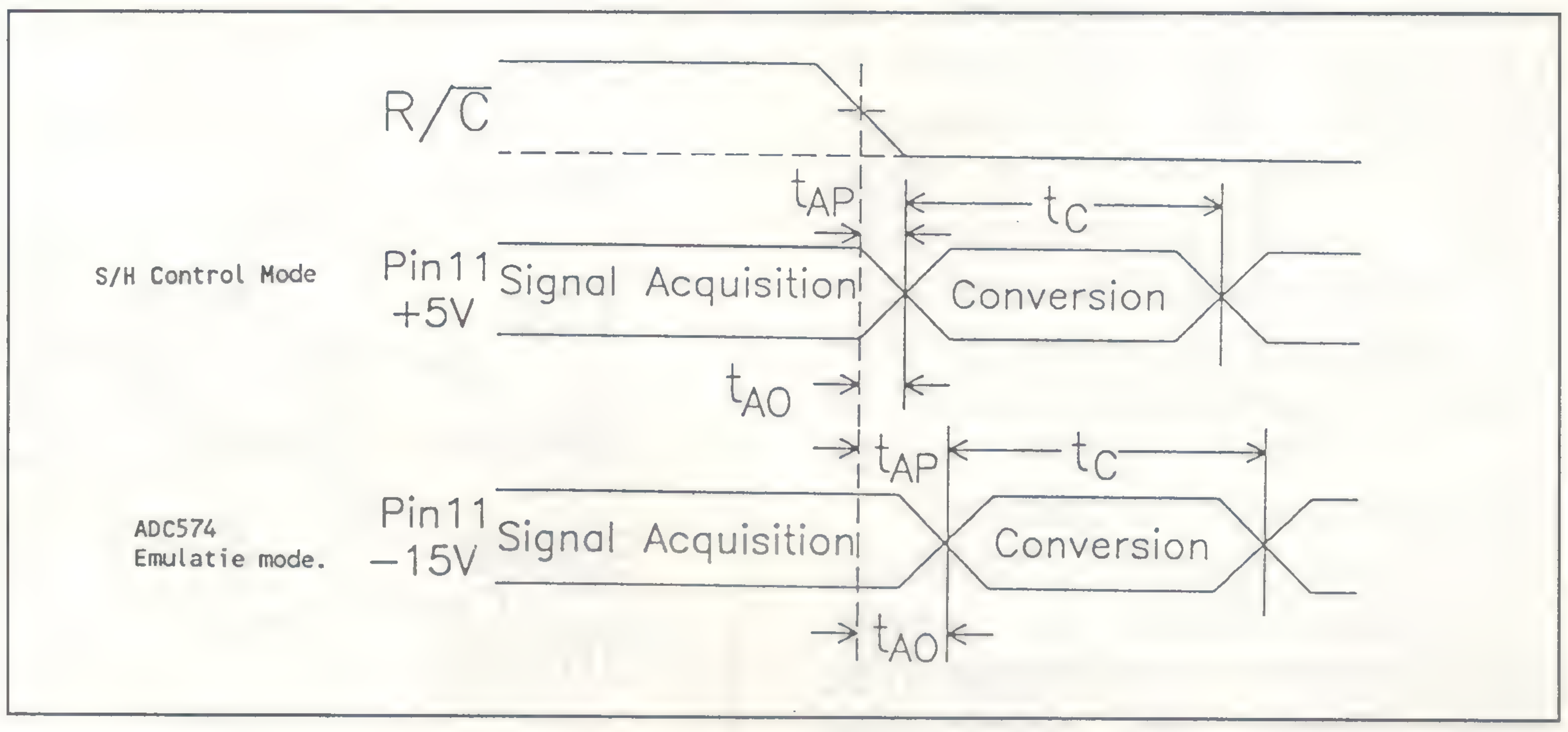


Fig. 4.
S/H-Control Mode en ADC574-Emulatie mode. In de Emulatie Mode wordt intern een 4µs vertraging aangebracht tussen het convert-command en de interne start van een conversie.

(figuur 5). Een veelvoorkomende 350Ω-drukopnemer wordt aangestuurd met de gebufferde 2,5V-referentiespanning van de ADS774. De OPA1013's zijn laag vermogen, dual op-amps met enkelvoudige voedingsspanning en leveren zeer goede prestaties in een systeem met een +5V-voedingsspanning. Het resulterende systeem verbruikt zeer weinig energie, maakt gebruik van ratiometrische metingen voor verbeterde nauwkeurigheid over het temperatuurbereik en tijd, en kan gebruikmaken van software en digitale interfaceschakelingen die reeds zijn ontwikkeld voor de ADC574.
Er treedt een geringe vergroting op van de integrale lineariteitsafwijking als de schakeling van figuur 5 wordt gebruikt, als gevolg van het interne compensatie netwerk van de ADS574. Dit netwerk wordt gebruikt om de compatibiliteit met bestaande ADC574 sockets zo groot mogelijk te maken. De integrale lineariteit neemt dan echter af tot 10 of 11 bits als pen 12 wordt gebruikt als signaalingang. De differentiële lineariteit wordt hierdoor niet veranderd (zodat de "no missing codes" op het 12-bit niveau blijft gehandhaafd) en elke linearisatiesoftware die voor de opnemer/brug wordt gebruikt zou ook kunnen worden aangewend om het complete systeem terug te brengen tot de volle 12-bit nauwkeurigheid.
Een 0V-uitgang van de brug, of offset-spanningen van de op de OPA1013 gebaseerde instrumentatieversterker, zouden delen van de schakeling kunnen verzadigen. Om verzadiging te voorkomen is de referentie van de instrumentatieversterker verbonden met een 0,1 V referentie aan de uitgang van A_2. Deze spanning kan worden gewijzigd door R_9 aan te passen. Het "offsetten" van de uitgangstrap van de instrumentatieversterker, in plaats van de ingangstrap, heeft tot voordeel dat deze offsetspanning niet wordt versterkt door de instrumentatieversterker zodat de offset drift ook lager is.
De versterking van de instrumentatieversterker bedraagt:

$$2x(1-R/R_g)$$

waarbij $R=R_3=R_4=R_5=R_6$ en $Rg=R_7$.

De vergelijking voor de uitgangsspanning is:

$$V_{out}=V_{in}x[2(1+R/R_g)]+V_{offset}$$

In deze applicatie wordt aangenomen dat het uitgangsbereik van de brug 0 tot 7,5 mV is (ofwel een 3mV/V-transferfunctie), en de uitgangsoffset van de instrumentatieversterker wordt ingesteld op 0,1 V door middel van R_8 en R_9. (Omdat de impedantie van deze offsetspanning 96Ω is (R_9 en R_8 parallel), zou de CMR van de instrumentatieversterker aanzienlijk kunnen worden verminderd. Dit probleem wordt voorkomen door gebruikmaking van R_{10}=96Ω aan de andere zijde van de instrumentatieversterker). De ADS774 heeft een ingangsbereik van 0 tot 3,33 V als deze volgens figuur 5 wordt geconfigureerd. Door het uitgangsbereik van de instrumentatieversterker op 3,1 V (volle schaal) te ontwerpen voor een 7,5mV-ingangssignaal, blijft men van de plus-rail verwijderd zodat extra temperatuur- en lange-termijndrift wordt voorkomen, de 0,1V-offset heeft dezelfde functie bij de min-rial. De vereiste versterking van 400 wordt bereikt door $R_g=R_7=500Ω$ te kiezen en $R=R_3=R_4=R_5=R_6$ =100kΩ.
Weerstanden met een 1% tolerantie kunnen worden gebruikt zonder de ingang van de ADS774 te verzadigen en "gain errors" kunnen worden gekalibreerd door middel van de microprocessor. Weerstanden van 1% voor R_3 t/m R_{10} resulteren ook in een CMR die beter is dan 86 dB (CMR=20log[ΔR/gain]).
R_1, R_2 en C_1 worden gebruikt om de ruis en bandbreedte van de brugschakeling te verminderen. R_{11}, R_{12}, C_2, C_3 en A_2 vormen een 2-pole laagdoorlaat-filter. Met deze waarden, heeft dit filter een kantelfrequentie van 200 Hz. Dit filter vervult twee basisfuncties: het verzwakt de hoogfrequente componenten van het ingangssignaal (een anti-aliasing filter) en het vermindert de versterkte ingangsruis van de instrumentatieversterker aanzienlijk.
De waarden in figuur 5 werden gekozen om er zeker van te zijn dat elke op-amp in de schakeling binnen zijn gegarandeerde spanningsbereik werkt, inclusief de effecten van offset en offsetdrift. Als er geen systeem-

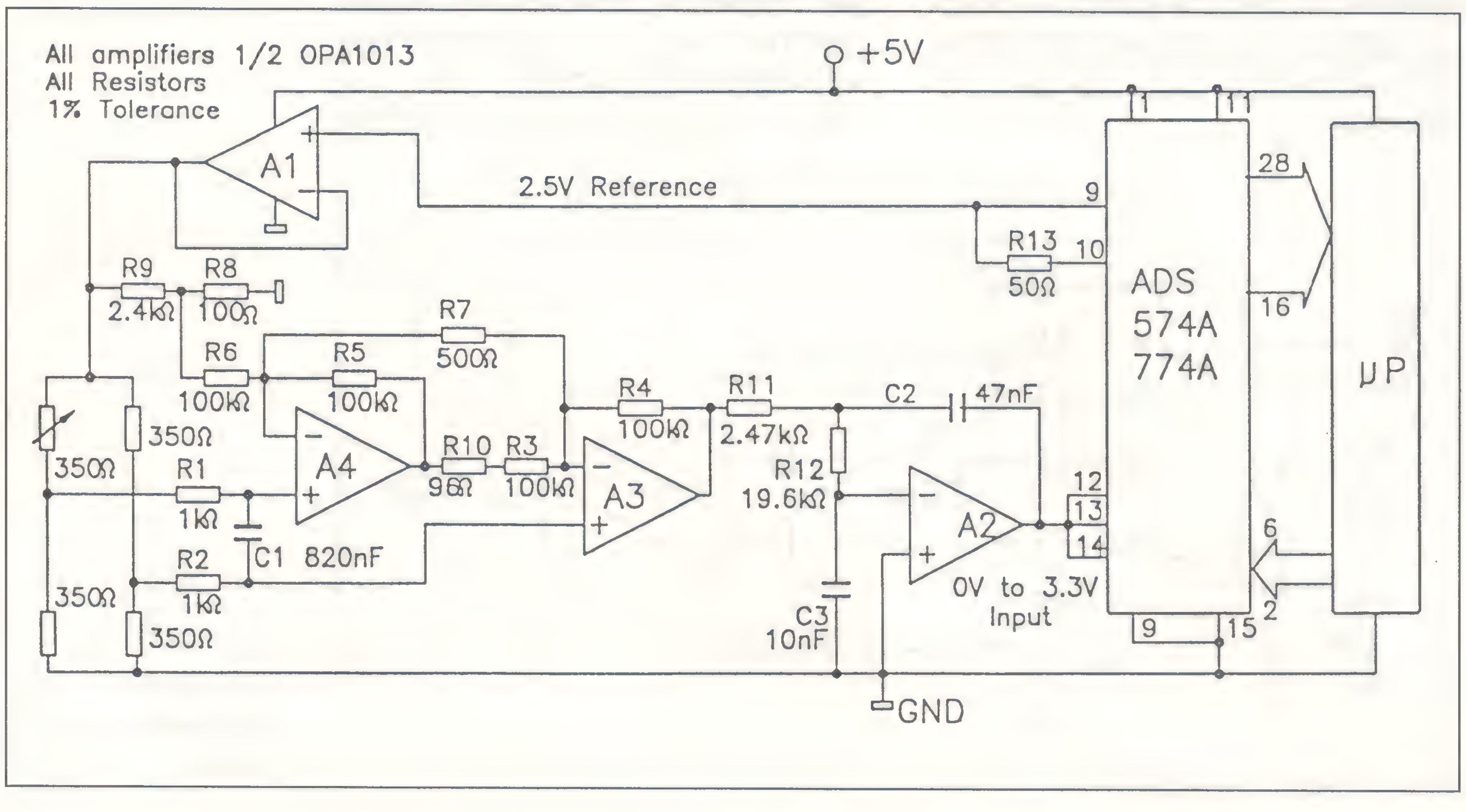
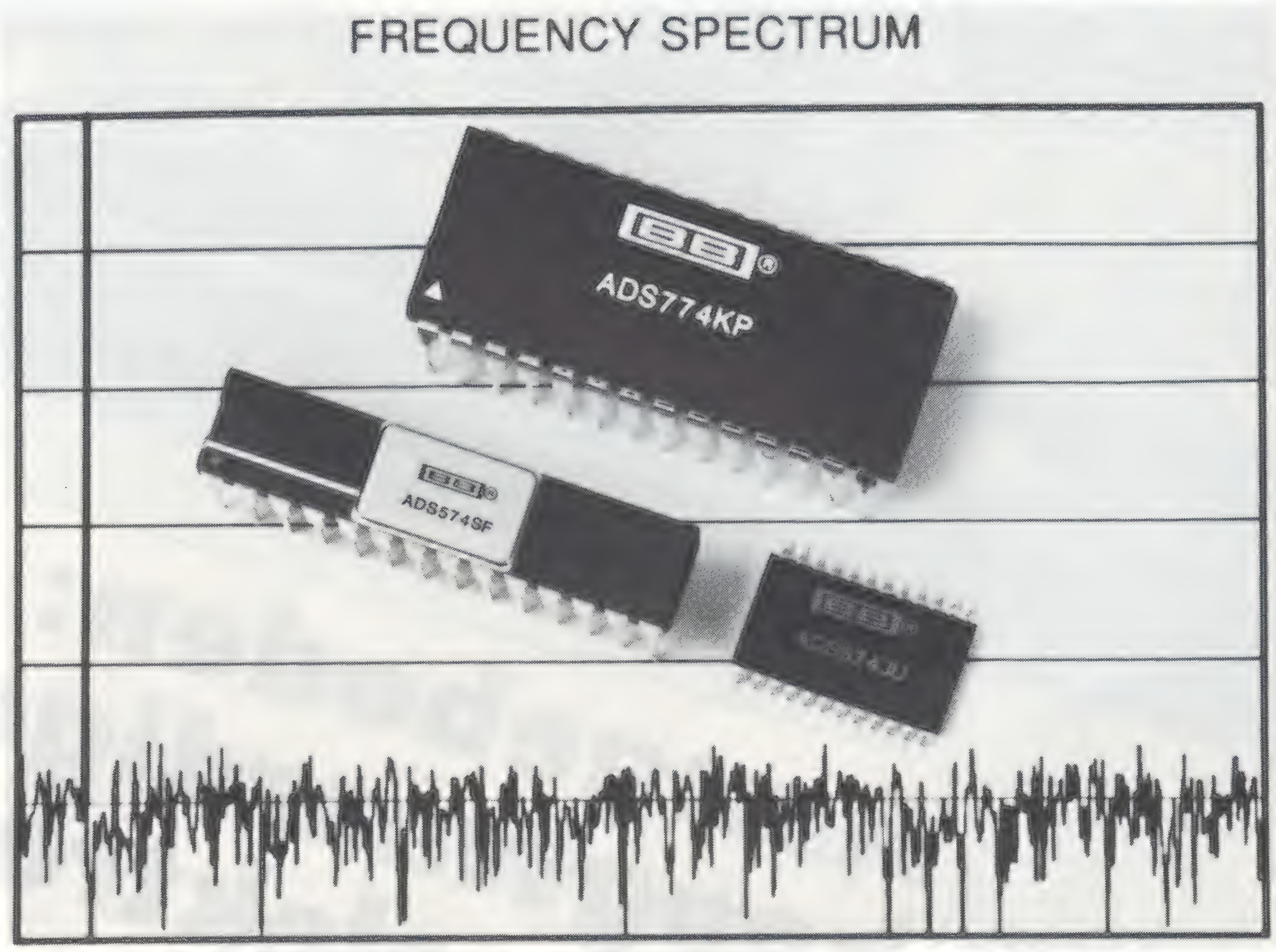


Fig. 5.
Toepassing van de ADS774 met enkelvoudige +5V-voedingsspanning en hoge snelheid; een drukopnemer wordt aangestuurd met de gebufferde 2,5V-referentiespanning van de ADS774.

kalibratie wordt toegepast, kunnen R_7 en R_9 worden gebruikt om het gehele ingangscircuit op de gewenste nauwkeurigheid af te regelen.
Het 0,1 tot 3,1V-bereik van de instrumentatieversterker offert 11% op van het 0 tot 3,33V-ingangsbereik van de ADS774, maar staat genoeg ruimte toe aan beide zijden van het bereik om de microprocessor in staat te stellen om alle offset en gain errors van het gehele systeem te kalibreren.

Oversampling
De resolutie van het systeem kan nog worden vergroot tot boven de 12 bits van de ADS774, door gebruik te maken van de snelheid van de omzetter en oversampling toe te passen en door middel van eenvoudige digitale verwerking in de microprocessor. Het volgende voorbeeld beschrijft deze techniek.
Het frequentiebereik van de meeste meetwaarde-opnemers op de markt loopt van 0 Hz (DC) voor thermokoppels of weerstandsvoelers tot ongeveer 2 kHz voor drukopnemers. Slechts weinig opnemers gaan nog hoger, zoals versnellingsmeters die tot en met 50 kHz of zelfs daarboven kunnen gaan. Met een sample-rate van meer dan 100 kHz kan de ADS774 over het gehele frequentiebereik worden gebruikt. Als hoofdzakelijk signalen <2 Hz voorkomen, kan een theoretische resolutie van meer dan 20 bits worden bereikt en wel als volgt.
Bij een uitgangssignaal van 1 Hz kan de ADS774 bij een conversiesnelheid van 100 kHz meer dan 2^{16} maal oversamplen. Door eenvoudig middelen kan een halve bit verbetering in de resolutie (3 dB) worden bereikt, voor elke verdubbeling van het aantal samples dat wordt gemiddeld. Middelen kan hierdoor meer dan 8 bits aan resolutie toevoegen aan de 12-bit uitgang van de ADS774, waardoor de resolutie toeneemt tot meer dan 20 bits.
Natuurlijk kunnen de lineariteitsafwijkingen in de ADS774 en in de brugschakeling en op-amps niet worden verbeterd door oversampling en middeling. Omdat echter de niet-lineariteit van elke individuele ADS774 zeer stabiel is over het temperatuurbereik en op de lange termijn, en de lineariteit van de brugschakelingen zelf vaak moet worden gelineariseerd, is het mogelijk om met de microprocessor de systeemlineariteit te kalibreren. Daartoe meet men elke brugschakeling / ADS774 - combinatie en slaat men de correctiefactoren die nodig zijn, op in een "lookup"tabel. (De lineariteitsafwijkingen die het gevolg zijn van de OPA1013's zullen met deze procedure eveneens worden gekalibreerd, hoewel deze gewoonlijk veel kleiner zijn dan de afwijkingen van de omzetter en de brugschakeling).
Op deze wijze kan een economisch "low power" systeem worden opgebouwd met een nauwkeurigheid die aanzienlijk beter is dan 12 bits. Door de oversamplingcapaciteiten van de ADS774, kunnen verder ook nog meerdere brugschakelingen worden gemultiplexed met een enkele convertor in een modificatie van het eerdervermelde systeem. Als men 64 brugschakelingen zou multiplexen, zou nog steeds 1024x oversampling per kanaal voor LF-signalen mogelijk zijn, zodat 17-bits resolutie en nauwkeurigheid per kanaal haalbaar zijn.
Door eenvoudige wijziging van de decimation factor in de microprocessor-software, kan de gebruiker ook een programmeerbaar bandbreedte /resolutie-systeem ontwerpen dat grotere bandbreedtes kan verwerken.



Afhankelijk van de mogelijkheden van de microprocessor in het systeem, kan het gehele systeem worden gekalibreerd in software, inclusief de offset-, gain- en lineariteitsfouten. Met de toenemende computerprestaties zou de software eveneens kunnen worden gebruikt om de 50 of 60 hertz voedingsspanningsrimpel uit te filteren. Een dergelijk systeem zou veel flexibeler kunnen zijn dan alternatieve benaderingen waarbij integrerende, of delta/sigma-omzetters worden gebruikt, die een hogere resolutie bereiken ten koste van lagere bandbreedte; ook levert het multiplexen van deze convertor de nodige problemen op.





CALCAS: systematisch beheer van de kwaliteit van meetmiddelen

Blijven voldoen aan onverbiddelijke kwaliteitsnormen

Het beheer van meetmiddelen en het aantonen van herleidbaarheid van meetresultaten binnen een bedrijf is vaak een tijdrovend en gecompliceerd karwei. Vooral bij het werken volgens een kwaliteitssysteem, zoals ISO-9000 en andere, is bewaking noodzakelijk. Belangrijk zijn antwoorden op vragen als: wat is de huidige status van het meetmiddel, wie gebruikt het meetmiddel, wanneer en door wie laten we het kalibreren.

De internationaal geldende kwaliteitsnormen, onder andere de ISO-9000- en de EN-45000-reeks, zijn onverbiddelijk. Een bedrijf dat werkt volgens deze normen moet een kalibratieregistratie voeren met betrekking tot alle keurings-, meet- en beproevingsmiddelen.
Bovendien moeten gegevens (zoals uitvoerder, gebruikte meetmiddelen, resultaten) van eerder uitgevoerde keuringen en beproevingen terug te vinden zijn (naspeurbaarheid van gegevens) en moet de kalibratiestatus van keurings, meet- en beproevingsmiddelen aantoonbaar zijn.
In de praktijk blijkt dat dit vaak de nodige hoofdbrekens oplevert. Het Nederlands Meetinstituut (NMi) te Delft is met dit gegeven ruim twee jaar geleden begonnen met de ontwikkeling van een computerprogramma, dat een systematisch beheer van de kwaliteit van meetmiddelen mogelijk maakt. CALCAS (CALibration management with a Computer Aided System) is in oktober 1992 op de markt gekomen. Het is bedoeld voor organisaties die meetmiddelen beheren en kalibraties al dan niet zelf uitvoeren. Door gebruik te maken van CALCAS kunnen organisaties op systematische en overzichtelijke wijze beschikken over alle relevante gegevens over het beheer van meetmiddelen.
Tijdens de ontwikkelingsfase van dit gebruiksvriendelijke basissoftwarepakket is het programma uitvoerig getest bij verschillende bedrijven. De hierbij opgedane ervaringen zijn in het programma verwerkt. Eén van de suggesties uit de praktijk was bijvoorbeeld ook het logistieke beheer van de meet-



Fig. 1.
Introductiecursus van CALCAS.

middelen met CALCAS mogelijk te maken.

Alle soorten meetmiddelen

CALCAS is uitstekend geschikt voor de registratie van alle soorten meetmiddelen. Eenwaardige standaarden, zoals bijvoorbeeld het triplepunt van water, en meerwaardige standaarden, zoals bijvoorbeeld een hele doos massastukken. Verder referentiematerialen, gehele meetopstellingen, inclusief de registratie van de status van de onderdelen, en meetinstrumenten of het nu gaat om chemische, fysische of elektrische meetmiddelen.
Met CALCAS registreert men administratieve, status- en kalibratiegegevens. Administratieve gegevens zijn de fabrikant van het meetmiddel, het typenummer, het serienummer, de eigenaar van het meetmiddel, maar ook degene die de verantwoordelijkheid ervoor draagt en het doel waarvoor het meetmiddel wordt gebruikt.
Onder statusgegevens verstaat men of het meetmiddel is opgenomen in het kalibratieregime, voldoet aan de eisen, of het meetmiddel uitgeleend, in kalibratie of reparatie is. Met kalibratiegegevens bedoelt men dat is aangegeven tegen welke (nationale) standaard het meetmiddel is gekalibreerd en bij meetbereik.

Het CALCAS-pakket is een single-user versie, dat echter ook op een netwerk te gebruiken is. Echter met die beperking dat slechts één persoon gegevens kan invoeren die andere gebruikers alleen kunnen lezen. In de praktijk blijkt deze werkwijze geschikt, omdat op een centraal punt in de organisatie een compleet overzicht ontstaat met betrekking tot alle meetmiddelen. Een multi-user versie is in ontwikkeling en zal te zijner tijd op de markt verschijnen.

Gebruikers

Ook al is slechts één persoon beheerder van de informatie, meerdere medewerkers kunnen voordeel van het programma hebben. De kwaliteitsmanager van een bedrijf of afdeling heeft zicht op welke meetmiddelen "in status" zijn, dat wil zeggen, gebruikt mogen worden voor andere kalibraties of metingen. Hiermee kan hij controleren of zijn bedrijf zich houdt aan de regels, die de kwaliteitseisen stellen. Degene die de werkplanningen maakt, kan met CALCAS gemakkelijk nagaan wanneer een meetmiddel van kalibratie moet worden opgestuurd. Eveneens kan hij vaststellen hoeveel kalibraties in de komende maanden verricht moeten worden. De gebruiker tenslotte blijft met CALCAS op de hoogte of hij een meetmiddel ook daadwerkelijk mag gebruiken.
CALCAS is ontwikkeld vanuit het oogpunt dat gebruikers er eenvoudig en snel mee uit de voeten kunnen. Het invoeren van gegevens, zo is gebleken, is snel te leren en ook het lezen van de gegevens is gemakkelijk. Het Nederlands Meetinstituut heeft enkele consultants aangesteld die bedrijven kunnen adviseren bij de introductie van CALCAS. Daarnaast is een helpdesk beschikbaar waar gebruikers met hun vragen terecht kunnen. De afdeling Advisering & Opleiding heeft een cursus CALCAS ontwikkeld, die op het hoofdkantoor van het NMi in Delft gehouden wordt.
Binnenkort zal ook een Engelstalige versie verschijnen. Niet alleen omdat veel bedrijven in Nederland sterk georiënteerd zijn op het buitenland, maar ook omdat het buitenland interesse heeft getoond in CALCAS. De Duitse Kalibratie Organisatie (DKD) zal zodra de Engelstalige versie verschenen is, onderzoeken of het programma zich leent voor gebruik in het Duitse bedrijfsleven.

Voor informatie: Nederlands Meetinstituut, dr. W. Frankvoort, afdeling advies en opleiding, tel.: 015-691500.

GUI, GUIDE, Computer Graphics en Standaarden

Grafische gebruikersinterface dringt eindelijk door

Sinds de introductie van computer graphics door Xerox in de jaren vijftig heeft men geprobeerd op dit gebied verscheidene standaarden te creëren. Inmiddels zijn er verschillende standaarden die door de industrie geaccepteerd zijn; zo zijn MOTIF, X-Windows buzz words geworden in de huidige computerindustrie. Veel bedrijven volgen deze trend in de race naar open systemen en standaarden. Het gebied van computer graphics is volop in beweging en standaarden moeten dan ook met de laatste stand der technologie mee evolueren.

MAURICE BERGMANS
consultant computer graphics bij de afdeling Softwaretechniek, Koning en Hartman, Delft.

De meeste computer graphics standaarden zijn niet compleet en bieden geen volledige oplossing of onvoldoende ruimte voor de vele wensen en eisen op dit gebied. De technologieselectors in de industrie realiseren zich dit echter in onvoldoende mate. Het volgen van een standaard biedt niet altijd de zekerheid van een goede oplossing. Dit geldt dus ook voor tools die deze standaarden volgen of erop gebaseerd zijn.

Evolutie

In de jaren vijftig werden de grondbeginselen voor de moderne grafische interfaces gelegd bij Xerox in Palo Alto. Tijdens de ontwikkeling van Smalltalk en de Star, het eerste grafische werkstation, werden technieken als de windows, icons en de muis ontwikkeld. Apple Corporation was het eerste bedrijf dat een commercieel produkt onder de naam Lisa op de markt bracht, gebaseerd op deze technieken. Ondanks het innovatieve karakter toentertijd sloeg de Lisa niet aan in de markt en werd snel ze opgevolgd door de Macintosh. Deze was al vanaf de introductie in 1983 een groot succes en

droeg bij aan de algemene acceptatie van grafische computerinterfaces.
Op het PC-front lanceerde Microsoft in 1985 de eerste versie van Windows. Van Windows zijn nu meer dan 4 miljoen kopieën verkocht en het grote succes hiervan heeft de acceptatie van OS/2 van IBM en de daarbij behorende grafische standaard, de Presentation Manager (PM), vertraagd of zelfs gestopt. Ondanks de tegenslagen die IBM heeft ondervonden, heeft het veel tijd geïnvesteerd in de ontwikkeling van OS/2.2 dat in staat is om verscheidene DOS, PM en OS/2 applicaties te draaien. Microsoft heeft veel tijd en geld geïnvesteerd in de ontwikkeling van Windows New Technology (NT), een volledig 32-bit operating systeem.

In de wereld van open systemen zijn de ontwikkelingen van grafische standaarden erg nieuw. Het Unix operating systeem dat ontworpen was voor programmeurs had cryptische commando's en utilities. In de jaren '80 werden hier de eerste grafische interfaces aan toegevoerd, maar deze waren allemaal "proprietary" en elke vendor had zijn eigen Grafische User Interface GUI. Er was geen standaardisatie op het gebied van graphics en het "porten" van applicaties was zeer moeilijk en tijdrovend. In 1986 bracht het Massachusetts Institute of Technology (MIT) de eerste commerciële versie (release X10.4) van hun X-window systeem uit. Hiermee werd gehoor gegeven aan de gerezen vraag naar een eenvoudige standaard. Veel leveranciers adopteerden deze technologie als basis van hun window systemen. Dit X-window systeem was het eerste commerciële niet-proprietary netwerk-windowing systeem dat niet afhankelijk was van leverancier, hardware of operatingsysteem.

De meeste bekende window managers zijn de Motif window manager van de Open Software Foundation (OSF) en de Open Look window manager van Unix International (UI). Elk hiervan heeft zijn eigen look en feel. Motif is gebaseerd op de "Common User Access" specificatie (CUA) van Microsoft die ook gebruikt is voor Windows. Hierdoor is de overgang van Window gebaseerde applicaties naar Motif gebaseerde applicaties eenvoudiger.

GUIDE

Windows, OpenLook en Motif worden alle geleverd met een toolkit en style guide. Elke toolkit bestaat uit standaard componenten, "widgets" genaamd (sliders, buttons, menu's etc.) die gebruikt kunnen worden voor de bouw van interfaces. Al deze componenten zijn gebouwd boven op de X en Xtoolkit bibliotheek. Ondanks het bestaan van deze toolkits is het bouwen van applicaties hiermee niet eenvoudig. Het aantal widgets is vaak groot en elk widget beschikt over zeer veel instelmogelijkheden, resources genaamd. Het kost daarom veel tijd om in een toolkit thuis te raken. De produktiviteit van ontwikkelaars van X-gebaseerde interfacesystemen is mede door de complexiteit vaak laag.
Gezien de problemen die ontstaan met het gebruik van deze low-level toolkits zijn er verschillende produkten op de markt gebracht die op een hoger niveau werken. Deze produkten worden ook wel kortweg GUIDE's genoemd (Graphical User Interface Development Environments). Een voorbeeld hiervan is X-Designer van Imperial Software, dat ontwikkelaars in staat stelt Motif-applicaties te bouwen door het selecteren van widgets en het plaatsen van deze widgets in een hiërarchie. Het gedrag van een interface kan tijdens het ontwikkelen getest worden zonder dat hiervoor code gegenereerd hoeft te worden.

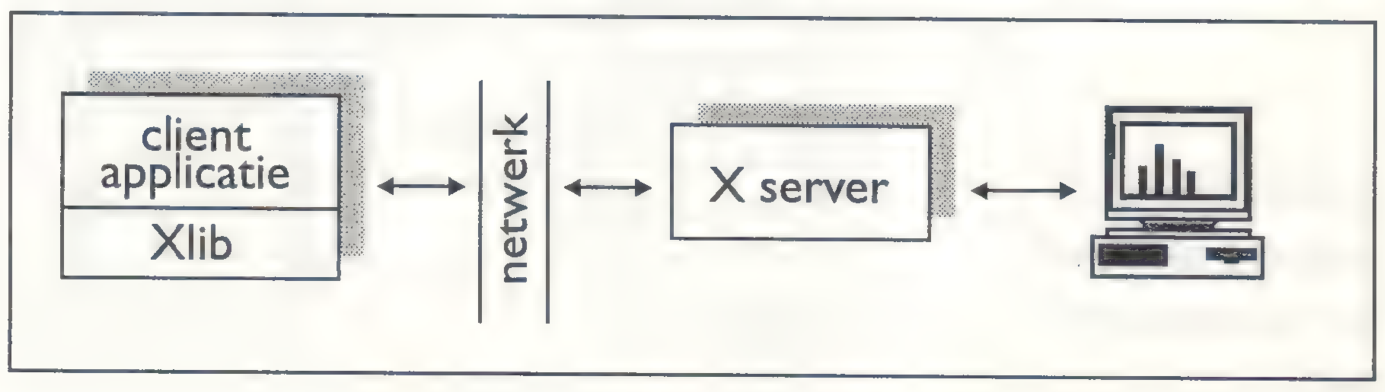
Al deze op Motif of OpenLook gebaseerde tools bevatten veel widgets maar deze richten zich hoofdzakelijk op statische tekstuele in- en uitvoer door de gebruiker. Indien niet-tekstuele graphics gewenst zijn, moet vaak weer worden teruggegrepen naar de low-level toolkits en de daarbij behorende problemen. Voor het creëren van real-time graphics of business graphs zijn echter ook additionele pakketten op de markt aanwezig. Met behulp van deze pakketten kunnen zonder grote programmeerinspanningen real-time grafische interfaces gebouwd worden. Produkten die deze vorm

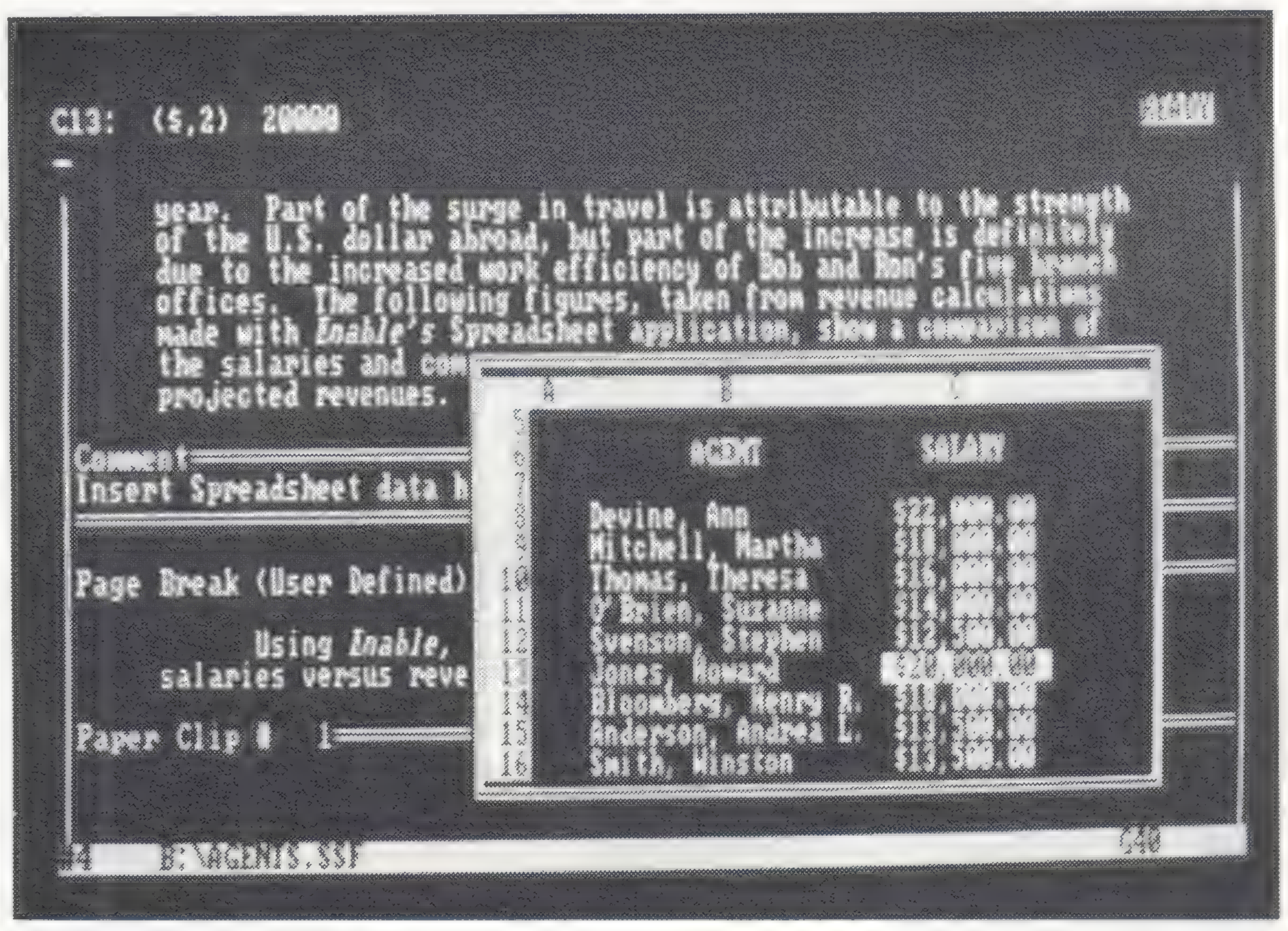


Grafische gebruikersinterfaces zijn misschien moeilijk te realiseren, maar hebben het voordeel dat de gebruiker sneller met applicaties leert omgaan dan bij commandoregel-georiënteerde programma's.

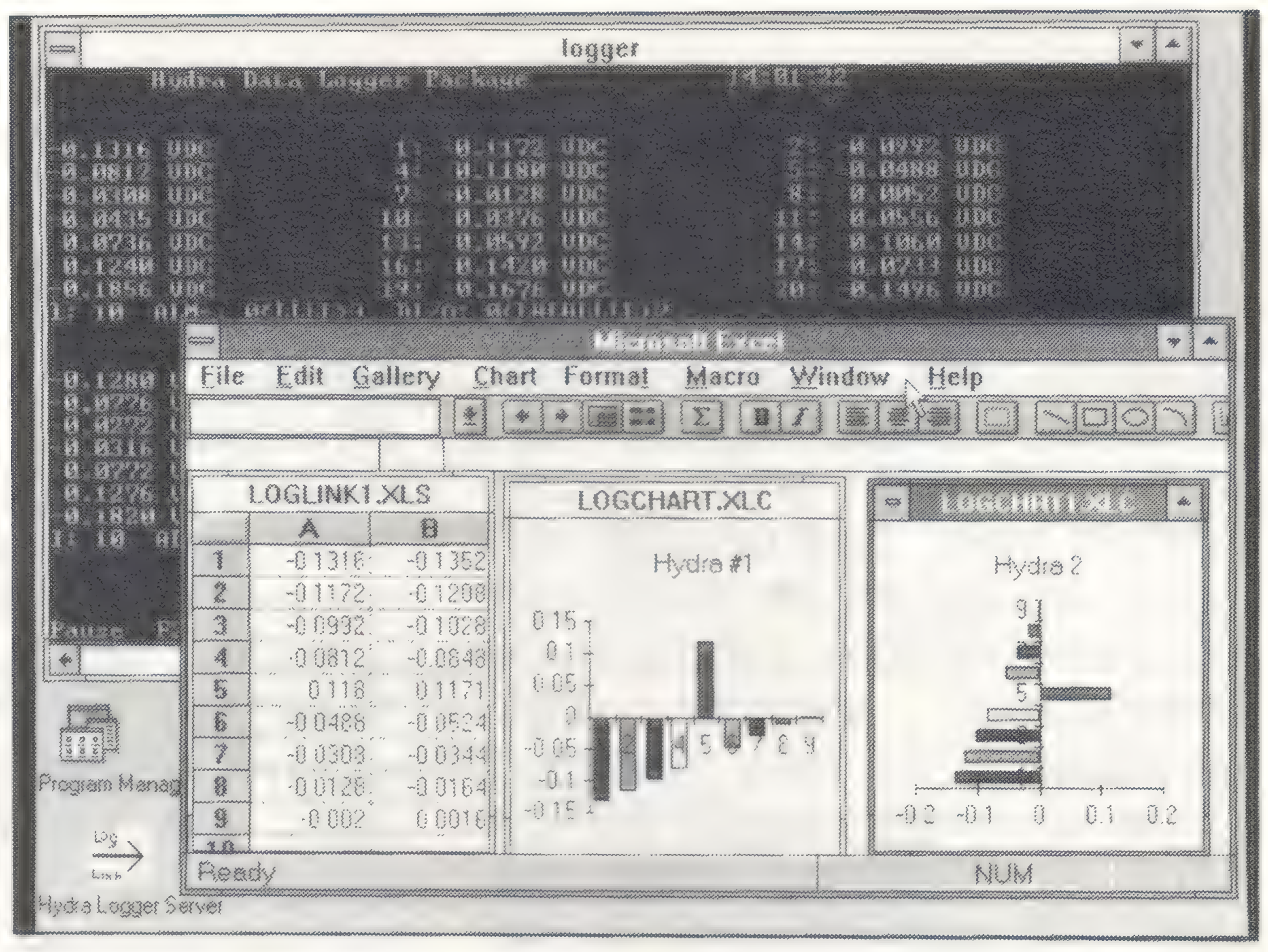
van graphics afdekken zijn onder andere DynaGraphs (Een dynamische set van real-time Motif grafiek widgets) en DataViews (Toolkit voor real-time proces visualisatie.) van V.I. Corporation. Bij al deze additionele produkten is het belangrijk dat zij een hechte integratie hebben met andere Motif of OpenLook toolkits, zodat door een combinatie van produkten een totaaloplossing wordt verkregen.
Voor de integratie van deze GUI's met bestaande of nieuwe applicaties moet nog steeds code worden geschreven. Dit wordt gedaan door stukken programmacode te plaatsen in functies en deze te koppelen aan de widgets (grafische componenten) in een interface. In X-window terminologie worden deze functies "callbacks" genoemd omdat programmafunctionaliteit wordt aangeroepen die achter de gra-

Fig. 1.
X-windows client server model.





De zogenaamde ASCII-georiënteerde applicaties vergen relatief veel tijd om onder de knie te krijgen.



Er zijn ook computerapplicaties die heel zinvol zowel een ASCII (toets)-interface als een grafische gebruikersinterface weten te combineren.

fische interface ligt. Wanneer een widget door de gebruiker wordt geactiveerd, zorgt een event-handler dat de bijbehorende call-back functie wordt aangeroepen, zodat de hierin aanwezige applicatiecode wordt uitgevoerd.

Impact

Bedrijven zullen moeten beslissen of zij hun huidige karaktergebaseerde applicaties zullen voorzien van een grafische interface. Niet alle applicaties hebben een GUI nodig. DataEntry systemen bijvoorbeeld kunnen beter bediend worden met een op ASCII gebaseerde interface.

Daartegenover staat dat door een GUI eindgebruikers sneller gebruik kunnen maken van een applicatie. Wanneer applicaties voorzien worden van een standaard look en feel wordt de leertijd aanzienlijk verkort. Uit een recent onderzoek van Butler Cox is gebleken dat de gemiddelde leertijd bij systemen met een standaard look en feel met een factor 11 wordt verkort. In het geval van nieuwe applicaties wordt de leertijd met een factor 3 verkort. Ervaren GUI-gebruikers werken 35% sneller dan gebruikers van op ASCII gebaseerde interfaces zoals uit een recent onderzoek van Barker and Sloane bleek dat is uitgevoerd in opdracht van Microsoft, Zenith en Bull.

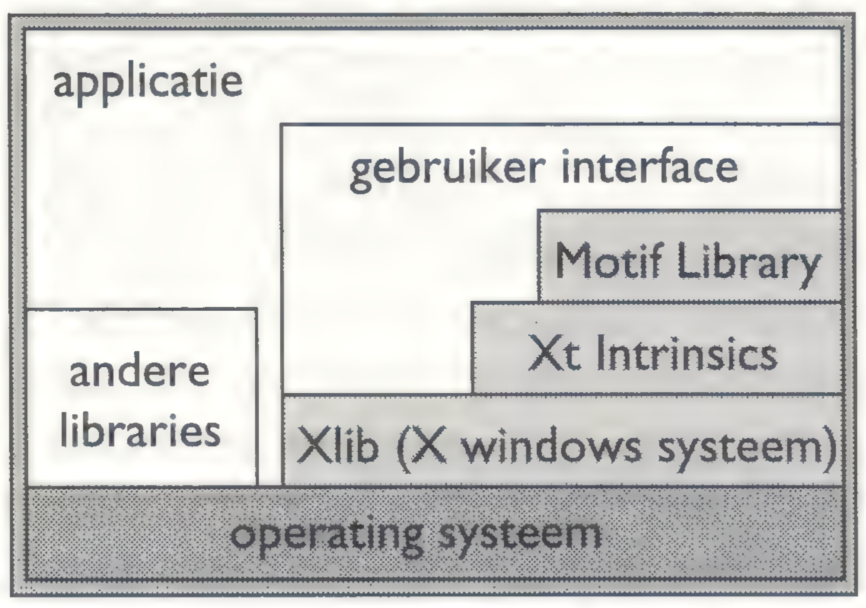


Fig. 2.
De verschillende lagen op het besturingssysteem.

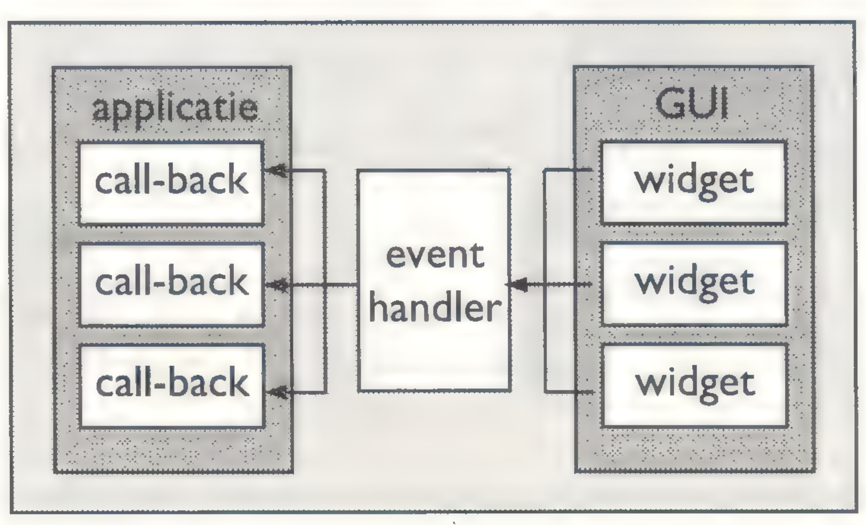


Fig. 3.
De communicatie tussen de applicatie en de grafische interface.

Voor GUI-ontwikkelaars is het ontwikkelen van grafische interfaces voor bestaande applicaties vaak een tijdrovende zaak. Ontwikkelaars van nieuwe applicaties moeten gaan denken vanuit de interface en de impact die deze heeft op het gebruik van de applicatie. De meeste ontwikkelaars denken echter nog in functies die voorzien moeten worden van een simpele grafische interface.
Een nadeel voor gebruikers van GUI's is tevens het grote geheugen- en hardware-beslag dat deze technologieën gebruikers oplegt. Motif en OpenLook zijn echte geheugenvreters. Windows was ontwikkeld voor een 286 processor, maar heeft minimaal een 386 nodig waarbij 4 megabyte aan geheugen wordt aangeraden.

Bedrijven zullen hun behoefte aan grafische interfaces moeten inventariseren. Uit de aanwezige GUIDE's op de markt zal een selectie gemaakt moeten worden zodat een totaaloplossing wordt geboden voor de aanwezige behoefte. Hierbij dient gelet te worden op de ondersteunde standaarden en de integreerbaarheid van de diverse GUIDE's.

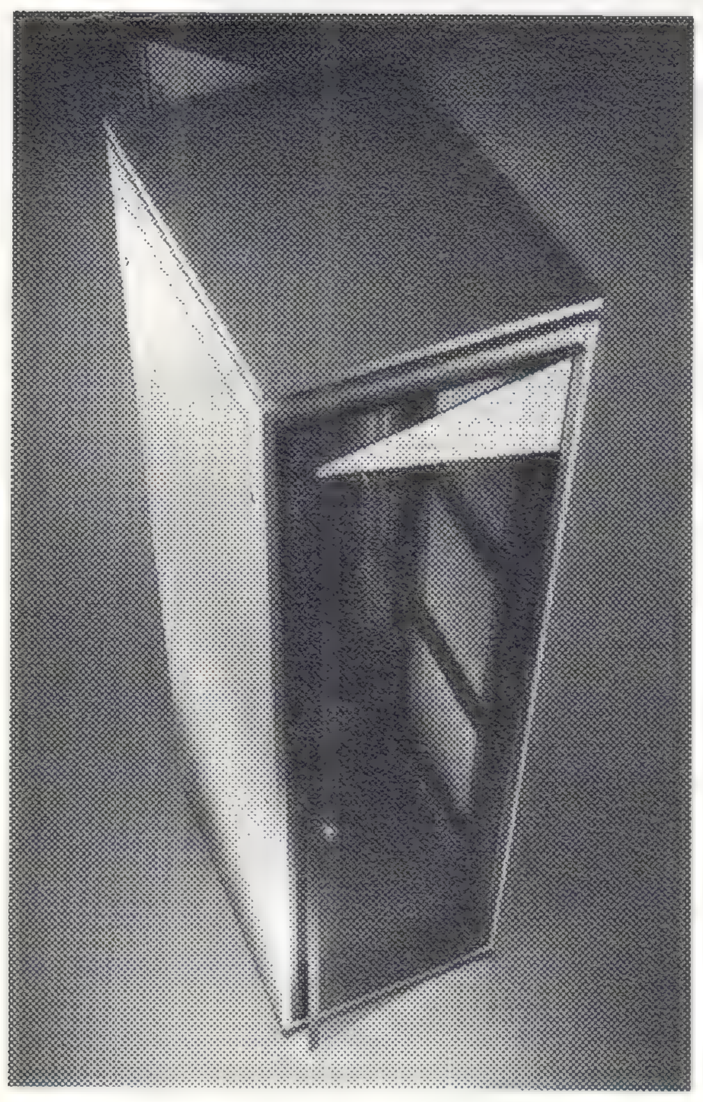
De voordelen van gebruikersvriendelijke en gestandaardiseerde user-interfaces zijn zeer groot. Ondanks de benodigde investeringen in nieuwe software en hardware zullen steeds meer mensen ervaring opdoen met window applicaties. Bedrijven die op dit moment applicaties voor de toekomst ontwikkelen, dienen zich hier terdege van bewust te zijn.

X-Window Historie

X-windows werd ontwikkeld door het MIT in samenwerking met Digital Equipment. De cofounders waren Robert Scheifler, Jim Getty die voortbouwde op het windowing systeem W dat ontwikkeld was door Paul Asente van de Stanford Universiteit. De versie 10 release 4 (algemeen bekend onder X10.4) was de basis van verscheidene commerciële produkten. In mei 1988 werd een nieuwe versie 11.1 uitgebracht die niet compatibel was met de voorgaande versies van X. Bij het uitkomen van de tweede release van versie 11 werden de ontwikkelingen overgedragen aan het X Consortium, dat een samenwerkingsverband is van verscheidene hardware-leveranciers.
X-windows is een low-level technologie die alleen de aansturing van schermen standaardiseert. Het kan dan ook gezien worden als een grafisch netwerkprotocol tussen de X-Server en de cliënt. Een client in X-termen is een applicatie die zijn grafische uitvoer toont op de Server. De Server moet dan ook gezien worden als een display.
Omdat X-Windows alleen een protocol betreft biedt het geen zekerheid betreffende de look-en-feel van een applicatie. Deze wordt voor een groot deel bepaald door de window manager die meestal voldoet aan een style guide die de look en feel vastlegt.

VARICON® 19″

De elektronica behuizing met ingebouwde flexibiliteit



Varicon serie 300

Standaardinstallaties bestaan niet. Behuizingen uit standaardcomponenten gelukkig wel. Neem Varicon 19″ van Minkels Products. Dit systeem past zich soepel aan bij uw technische installatie. Dankzij de modulaire opbouw van de kasten en een ruime sortering accessoires kunt u precies aangeven welke behuizing u wenst. De specificaties bepaalt u naar eigen inzicht, of samen met de specialisten van Minkels Products. Kies voor de flexibiliteit van Varicon 19″. Vraag de verhelderende catalogus!

MP

Minkels Products bv

Eisenhowerweg 12
Postbus 28 5460 AA Veghel
Tel. 04130-66960
Fax 04130-63845

Persoonlijke oplossingen in plaatwerk.



MENTOR®

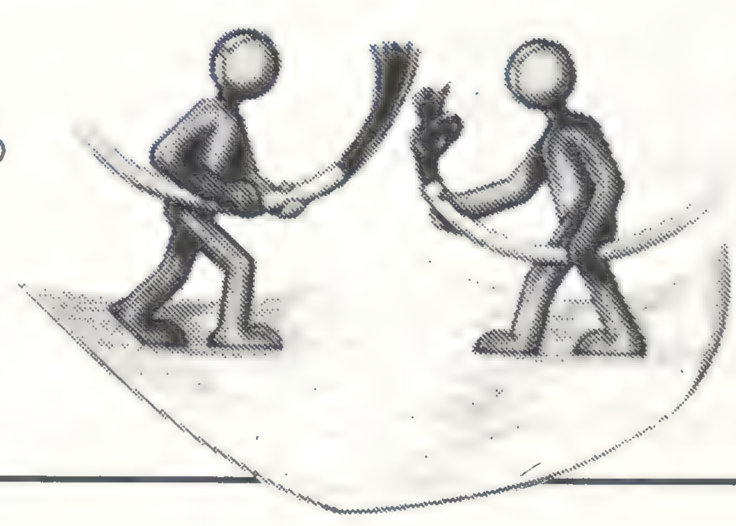
voor 'elck wat wils'
opto-elektronica komponenten t.b.v. industriële elektronische apparatuur en besturings systemen

- Komponenten die qua uitvoering altijd passen bij uw systeemontwerp, standaard leverbaar in vele uitvoeringen
- Moderne vormgeving
- Enorme keuze uit armaturen met LEDs in vele kleuren, ook knipperend, meerkleuren LEDs, infrarood LEDs, LED arrays (blocks)
- Leverbaar in print- en frontmontage uitvoeringen
- 'Eigen' uitvoeringen op maat eveneens mogelijk

Bel (08851-96111) of fax voor meer informatie (08851-96200)

heynen

Postbus 10, 6590 AA Gennep
België/Lux.: De Koelen 6,
3530-Houthalen
Tel. (+32)11-525757
Fax (+32)11-525777



Intelligente netwerken, het concept en de diensten

Concurrentie dwingt PTT's tot sneller ontwikkelen

"Telematica maakt ons onafhankelijk van tijd en plaats". Deze uitspraak van Ir. W. Dik - voorzitter van de raad van bestuur van PTT Nederland N.V. - typeert het vakgebied waarin telecommunicatie en informatica samengaan. Dit geldt in hoge mate voor het concept van het Intelligente Netwerk (IN) dat computerplatformen aan het telecommunicatienetwerk toevoegt voor het ontwikkelen en uitvoeren van diensten waarvoor gegevensbewerking nodig is. Deze integratie maakt het mogelijk op snelle en relatief goedkope manier aan de toenemende vraag naar nieuwe telecommunicatiediensten te voldoen.

MW. IR. M.E. VAN DER HAVEN
ING. E.R. DE JONG
PTT Research (PTT Nederland N.V.)
Groningen
Ellen van der Haven is editor van "IN Specific Management Aspects" in CCITT SWP XI/4-1 - Intelligent Networks.
Eric de Jong is editor van "IN Service Management requirements and capabilities for IN Capability Set 2" in ETSI STC NA6 - Intelligent Networks.

De afgelopen decennia hebben de ontwikkelingen binnen telecommunicatienetwerken elkaar in een snel tempo opgevolgd. Enerzijds werd dit veroorzaakt door een niet aflatende stroom van nieuwe technologieën waarbij te denken valt aan digitalisering, glasvezel en micro-elektronica. Ten gevolge hiervan namen de mogelijkheden op het technologische vlak steeds meer toe. Anderzijds werden de eisen die de gebruikers stellen aan telecommunicatiediensten overeenkomstig hoger en complexer.

Leveranciers van telecommunicatiediensten (PTT's in Europa, Regional Bell Operating Companies (RBOCs) in de V.S. en particulieren) streven naar het aanbieden van diensten met een uitstekende prijs/kwaliteit-verhouding. Door de deregulering zijn deze leveranciers van telecommunicatiediensten veelal elkaars concurrenten. Het snel en op economische wijze kunnen aanbieden van kwalitatief goede (aanvullende) diensten is een sterk wapen in deze hevige concurrentiestrijd om de gunst van de dienstgebruiker.

Het uiteindelijke aanbieden van een telecommunicatiedienst bevindt zich in het laatste deel van de levenscyclus van een dienst. Bij het snel en op economische wijze kunnen aanbieden van diensten is met name het eerste deel van deze levenscyclus van een telecommunicatiedienst van belang, namelijk het analyseren van de wensen en het ontwikkelen en invoeren van de dienst (figuur 1). Dit eerste deel

van de levenscyclus van een dienst duurt met de bestaande methoden te lang om adequaat te kunnen reageren op de markt. Met de traditionele aanpak kan het aanlooptraject van een dienst al snel zo'n 5 jaar bedragen. Dit stoelt op ervaring die onder andere is opgedaan bij het invoeren van de "follow me"- of *21-dienst in het Nederlandse telefoonnet. De lange doorlooptijd van het eerste deel van de levenscyclus wordt vooral veroorzaakt door het feit dat er verschillende partijen met eigen belangen bij dit traject betrokken zijn. De hoofdrolspelers zijn de dienstenleverancier (PTT), andere dienstenleveranciers (bij grensoverschrijdende diensten), de fabrikanten van de verschillende centrales waarop de dienst geïmplementeerd dient te worden en veelal ook nog één of meer softwarehuizen.

In het voorgaande is de noodzaak van snel en op economische wijze reageren op de markt onderkend. Aangetoond is dat dit met de huidige wijze van dienstontwikkeling en implementatie niet mogelijk is. Het is noodzakelijk een nieuw telecommunicatieconcept te ontwikkelen. Onderzoek in de telecommunicatiewereld naar een meer gestructureerde aanpak van de levenscyclus van een dienst en de netwerkopbouw heeft geresulteerd in het concept van het Intelligente Netwerk. Sleutelwoord in dit concept is flexibiliteit. Deze flexibiliteit wordt binnen het IN-concept bereikt door besturingsmiddelen en schakelmiddelen van een telefooncentrale te scheiden.



Foto A
Extra functies zoals weergave van het nummer van degene die oproept, zijn in een volgens het IN-concept opgezet netwerk makkelijk te implementeren.

IN-concept

De benaming Intelligent Netwerk kan verwarrend zijn omdat de intelligentie schuilt in de flexibiliteit en het begrip netwerk eigenlijk een netwerkarchitectuur behelst. Het IN is dus in feite een flexibele netwerkarchitectuur. Aangezien de term Intelligent Network (IN) wereldwijd een begrip is geworden, zal deze term ook hier worden gebruikt.

Het IN is niet een op zichzelf staande netwerkarchitectuur, zoals PSTN (Public Switched Telephone Network), PSPDN (Packet Switched Public Data Network) en ISDN (Integrated Services Digital Network). Het IN concurreert niet met deze netwerkarchitecturen, maar vult deze aan (figuur 2). Indien een netwerk wordt gestructureerd volgens het IN-concept, leidt dit tot een grotere effectiviteit en efficiëntie van het netwerk als geheel. Een implementatie van een netwerk gebaseerd op IN wordt een IN-gestructureerd netwerk genoemd.

Equivalent met het voorgaande kan men stellen dat de categorie IN-diensten en de categorie ISDN-diensten (supplementary services van CCITT I.200 serie Blue Book) niet uitsluitend complementair zijn. Beide netwerkarchitecturen kunnen dezelfde aanvullende diensten (supplementary services) bieden, zoals Call Forwarding, Credit Card Calling en Virtual Private Network. Veel van deze aanvullende diensten kunnen ook met het huidige telefoonnet worden geboden. In de praktijk is het echter vanuit technisch en/of economisch oogpunt effectiever bepaalde diensten in een IN gestructureerd netwerk te realiseren.

Een voorbeeld van een dienst welke effectiever gerealiseerd kan worden, is de huidige dienst "kosten ontvanger" (FreePhone). Deze is momenteel in het Nederlandse telefoonnet in de vorm van een 06-dienst gerealiseerd met één zogenoemde "Bijzonder Tellende Diensten-Centrale (BTDC)" die in Rotterdam staat. Wordt een 06-abonnee uit Groningen gebeld door een Groninger dan zal beslag worden gelegd op een telefoonverbinding Groningen-Rotterdam-Groningen. Dit wordt wel "trombone trunking" genoemd.

In een IN-gestructureerd netwerk zal door middel van signalering de lokale centrale door de centrale IN-computer geïnformeerd worden over het echte netwerkadres van de FreePhone-abonnee, zodat alleen lokaal een telefoonverbinding wordt opgezet. Uit dit voorbeeld van een 06-dienst blijkt dat signalering een belangrijke plaats in het IN inneemt.

Conceptueel model

Om het IN te kunnen toelichten, moet allereerst het IN Conceptual Model (INCM) worden geïntroduceerd. Dit INCM is geen architectuur, maar wordt gebruikt als raamwerk voor het ontwerpen en beschrijven van het IN. Alle te gebruiken modellen, concepten en architecturen dienen hierin te passen en hieraan te worden gerelateerd. De intentie is dat dit INCM consistent zal blijven gedurende de gehele evolutie van het IN.

Het IN Conceptual Model (figuur 3) bestaat uit vier vlakken (planes), waarin elk vlak een abstracte weergave biedt van het IN. We onderscheiden respectievelijk:

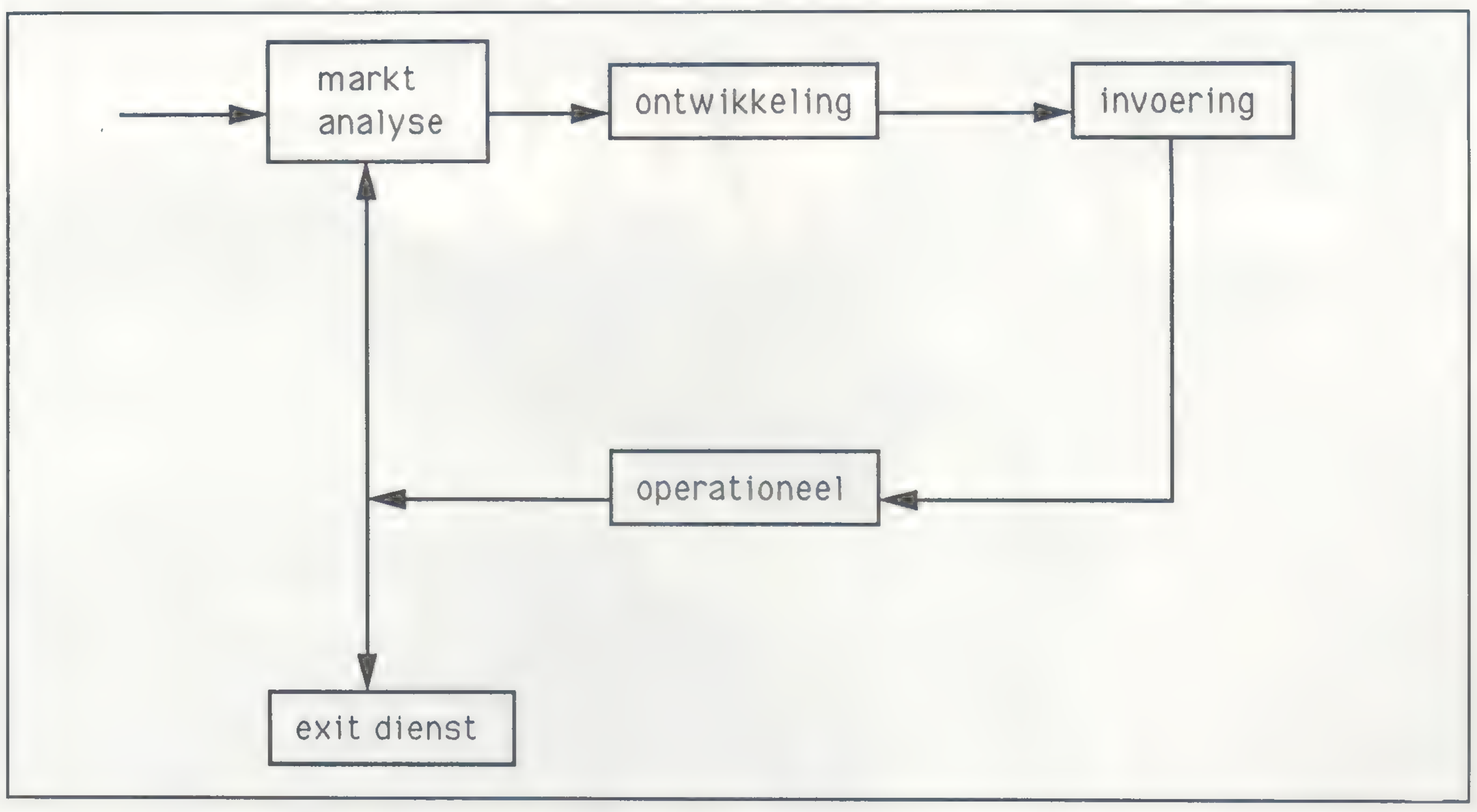


Fig. 1.
Levenscyclus van een telecommunicatiedienst.

o *Service Plane*
Het Service Plane representeert het dienstgedrag zoals de dienstgebruiker dit waarneemt. Hierin is de dienstimplementatie en de onderliggende netwerktopologie onzichtbaar. De te onderscheiden entiteiten op dit vlak zijn de Services en de Service Features. Service Features zijn diensten die zowel solitair aangeboden kunnen worden als in combinatie, zodat meer complexe diensten ontstaan (bijvoorbeeld FreePhone als onderdeel van UPT).

o *Global Functional Plane*
Het Global Functional Plane representeert het IN als een enkele (programmeerbare) entiteit en levert daarmee distributietransparantie voor de dienstprogrammeur. De te onderscheiden entiteiten in dit vlak zijn de Service Independent Building blocks (SIB's), waarmee de dienstonafhankelijkheid wordt gecreëerd. Een SIB geeft een specifieke dienst-onafhankelijke netwerkfunctionaliteit weer. Deze herbruikbare bouwstenen worden door de dienstprogrammeur gecombineerd tot een complete Service of Service Feature. Dit is vergelijkbaar met het programmeren met behulp van subroutines.

o *Distributed Functional Plane*
Het Distributed Functional Plane representeert het IN als een aantal functies. Een Functional Entity (FE) is een verzameling functies welke vanuit praktisch oogpunt worden gelokaliseerd in dezelfde fysieke node. De verschillende typen FE's worden verderop toegelicht. De voor de executie van een dienst vereiste informatie-uitwisseling tussen twee FE's wordt in een "information flow" vastgelegd.

o *Physical Plane*
Het Physical Plane representeert de fysieke aspecten. De te onderscheiden entiteiten in dit vlak zijn de Physical Entities (PE's) en de interfaces (protocollen). Een PE bevat één of meer verschillende FE's.

De afbeelding tussen de verschillende planes verloopt als volgt. De Service Features in de Service Plane worden tijdens het dienstcreatieproces gerealiseerd in de Global Functional Plane door een combinatie van SIB's. Elke SIB representeert een stukje unieke netwerkfunctionaliteit, welke wordt geleverd door één of meer FE's in de Distributed Functional Plane. De functionele entiteiten worden uiteindelijk afgebeeld op fysieke entiteiten in de Physical Plane. Een voorbeeld van deze afbeeldingen is opgenomen in figuur 3. De diensten FreePhone en Virtual Private Network (VPN) kunnen opgebouwd zijn uit verscheidene Service Features, zoals gespreksregistratie, autorisatie en gespreksdistributie. Deze Service Features worden in de Global Functional Plane gerealiseerd door één of meer SIB's, bijvoorbeeld de SIB's Translate, User Interaction en Queue. De SIB's op hun beurt worden in de Distributed Functional Plane gerealiseerd door één of meer FE's, zoals de Service Switching Function (SSF), Service Control Function (SCF) en Service Data Function (SDF). De afbeelding van functionele op fysieke entiteiten en de keuze van protocollen tussen de verschillende PE's gebeurt tenslotte op het niveau van het Physical Plane.
Resumerend kan gesteld worden dat flexibiliteit mogelijk wordt door besturingsfuncties en schakelfuncties te scheiden. Dit maakt het mogelijk de besturingssoftware te centraliseren zodat het aantal fabrikant-specifieke software-produkten gereduceerd kan worden. Tevens maakt deze scheiding samen met het SIB-concept snelle dienstontwikkeling mogelijk.

Functionele architectuur

Het IN-raamwerk is gebaseerd op het beschreven conceptuele IN-model. Het bestaat uit een functionele en een fysieke architectuur. Het is vooral de functionele architectuur met zijn Functional Entities (FE's) waarin het IN duidelijk kan worden herkend. In figuur 4 is de functionele architectuur weergegeven met de te onderscheiden functionele entiteiten en relaties. Deze FE's zijn:

o ***Call Control gerelateerde functies***
De Call Control Agent Function (CCAF) biedt de interface

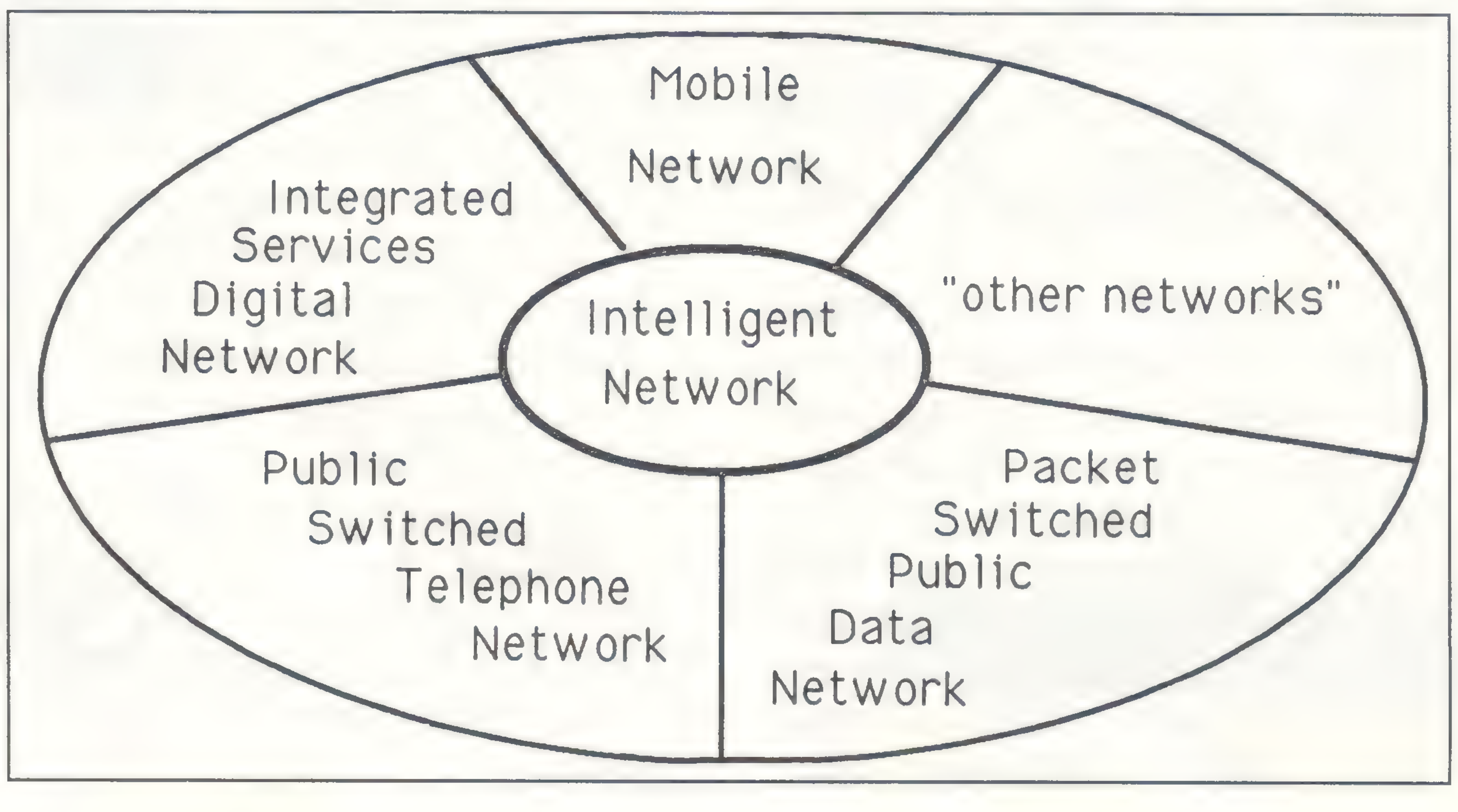


Fig. 2.
Het Intelligente Netwerk is een aanvulling op bestaande netwerken en geen concurrent.

tussen gebruiker en netwerk, en verschaft hiermee toegang tot de IN-gerelateerde diensten. De Call Control Function (CCF) biedt de middelen voor het opzetten en onderhouden van een "verbinding" dat wil zeggen de reguliere telefooncentralefunctionaliteit. Tevens kan de CCF oproepen herkennen waarbij IN-functionaliteit is vereist. De Service Switching Function (SSF) zorgt voor de vereiste afwerking van de oproep indien de CCF een oproep heeft herkend waarin IN-functionaliteit is vereist. De Specialized Resource Function (SRF) levert een aantal specifieke hulpmiddelen voor gebruiker/netwerk-interactie, zoals aankondigingen, stemherkenningsapparatuur en protocolomzetters.

- ***Service Control-gerelateerde functies***
  De Service Control Function (SCF) bevat de dienstprogrammatuur, waarin de besturing van een gespreksopbouw behorende bij een bepaalde dienst is vastgelegd. De Service Data Function (SDF) behandelt de toegang tot de dienst-gerelateerde data.

- ***Management-gerelateerde functies***
  De Service Management Function (SMF) biedt functies voor het installeren van een dienst (deployment), voorbereiden op de operationele fase (provisioning) en onderhouden (utilization). De Service Management Agent Function (SMAF) biedt de interface tussen gebruiker (beheerder) en SMF en verschaft hiermee toegang tot de beheerdiensten.

- ***Dienstbouw-gerelateerde functies***
  De Service Creation Environment Function (SCEF) biedt dienstbouw gerelateerde functies, zoals specificatie, creatie, verificatie en testen voor het creëren en aanpassen van diensten.

Uitgaande van de functionele architectuur van het IN is het mogelijk verschillende fysieke architecturen te definiëren door de functionele entiteiten op verschillende manieren af te beelden op fysieke entiteiten als centrales, computersystemen, terminals en dergelijke. Deze fysieke architecturen worden niet allemaal tegelijk gestandaardiseerd en geïmplementeerd.

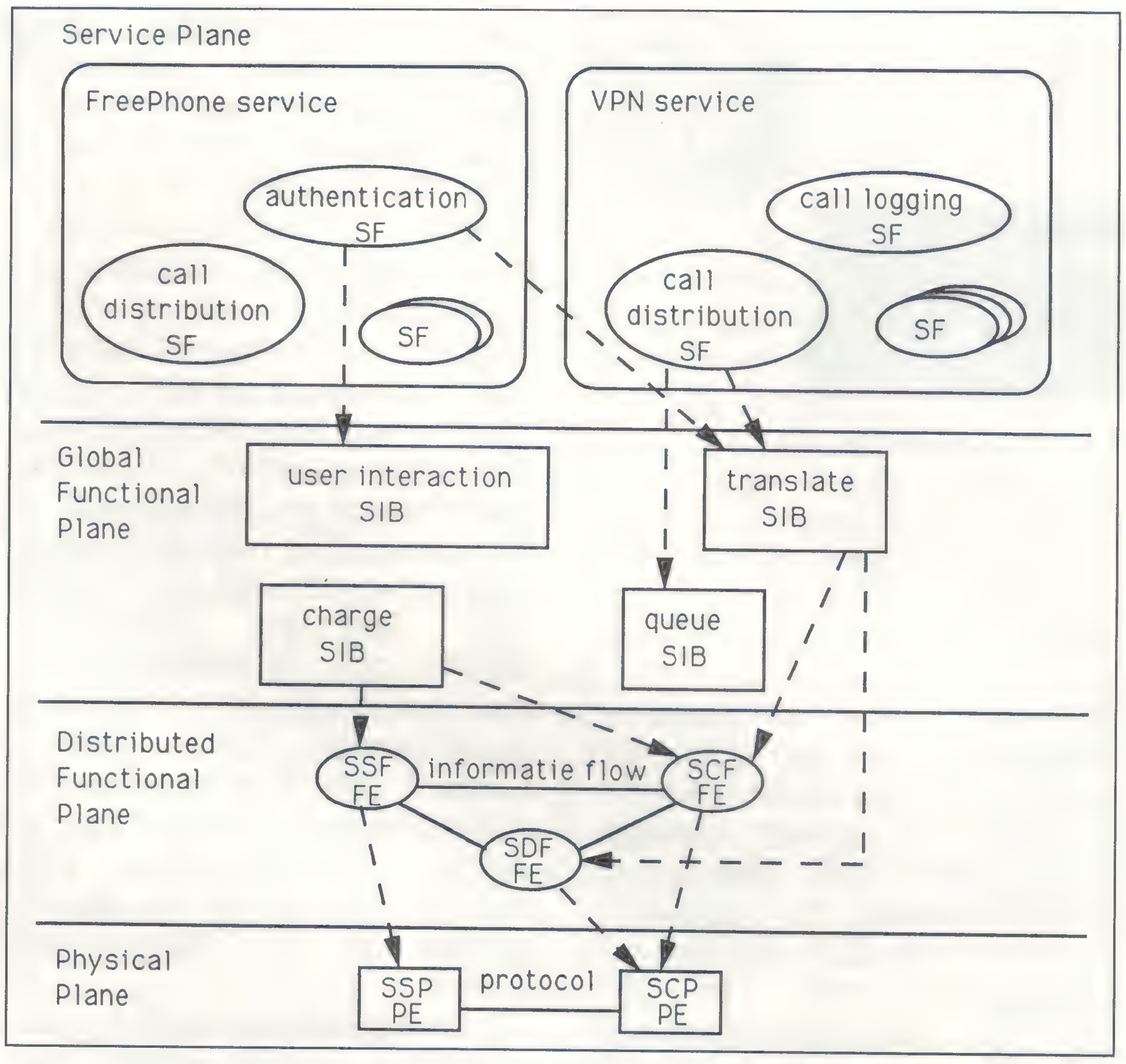


Fig. 3. Conceptueel model van het Intelligente Netwerk.

IN-evolutie

De expansie van telecommunicatiediensten is begonnen met de "stored program control" (SPC) technologie van de telefoonnetwerken. De eerste computergestuurde (intelligente) SPC-centrale kwam omstreeks 1965 op de markt. In 1981 werd deze "intelligentie" uitgebreid door de introductie van een gecentraliseerde database in het Amerikaanse AT&T-netwerk voor de ondersteuning van de diensten (Credit) Calling Card en 800-service (FreePhone). Deze gecentraliseerde aanpak maakte de introductie van diensten mogelijk waarbij grote hoeveelheden data moesten worden beheerd. Het IN-concept werd door Bellcore (Bell Communications Research, het research-instituut van de gezamenlijke Bell Operating Companies, dat wil zeggen de regionale PTT's van de V.S.) gepresenteerd in 1987. De eerste IN-realisatie: IN/1, bestond uit een centrale database, de Service Control Point (SCP), verbonden met een signaleringsnetwerk met Service Switching Points (SSP's). Dit IN/1 was niet dienstonafhankelijk, de diensten waren geïmplementeerd op de SSP en de SCP fungeerde als database en dus nog niet als besturingspunt met de dienstprogrammatuur. Deze IN/1-architectuur had niet het potentieel vele nieuwe diensten te ondersteunen door uitbreiding van de IN/1-functionaliteit. Dit resulteerde in een architectuur bekend onder de naam IN/2. In

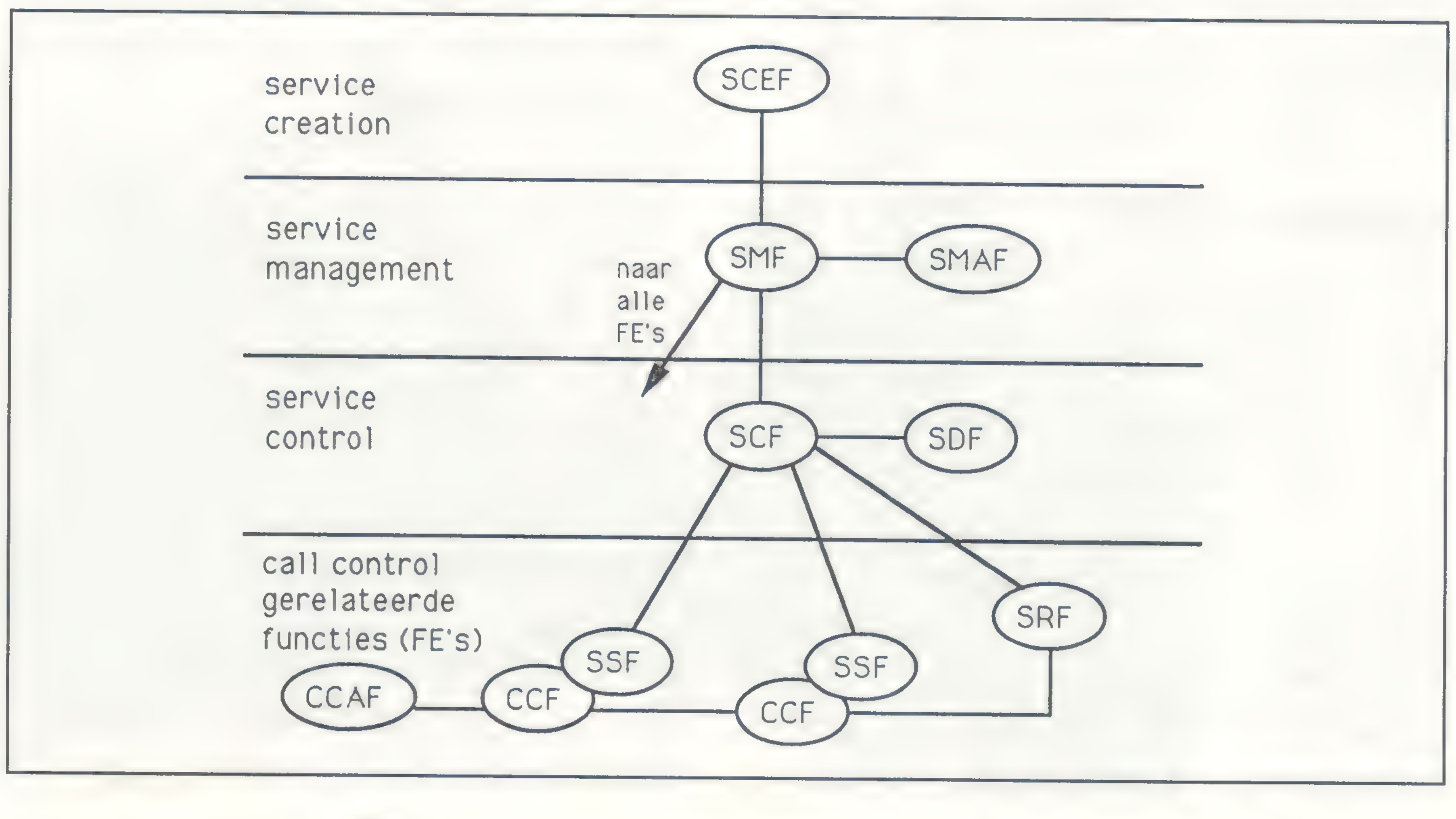


Fig. 4. Functionele architectuur van het Intelligente Netwerk.



Foto B
Card Calling en weergave van korte instructies/boodschappen zijn met het IN zonder meer te realiseren.

IN/2 is de functionaliteit uitgebreid met een Intelligent Peripheral (IP, bevat de SRF functionaliteit) en Service Management System (SMS). Tevens is de dienstbesturing nu gepositioneerd in de SCP. Dit en het bouwsteenconcept van SIB's geeft de PTT's de mogelijkheid zelf snel en op een economische wijze diensten te introduceren. Dit IN/2-concept bleek echter al snel te ambitieus voor de korte termijn. Dit resulteerde in mei 1988 in een IN/2-subset, genaamd IN/1+. De functionaliteit van IN/1+ bevat het SIB-concept en alle "service control" en "call control" functies en ondersteunt alleen spraakdiensten en nog geen datadiensten.
De volgende fase in de IN-evolutie werd aangeduid met Advanced IN (AIN) en komt voort uit een Amerikaans defacto-overleg (Multi-Vendor Interaction forum, 1989). De hieruit afkomstige resultaten zijn gebruikt om een aantal AIN vrijgavefasen te definiëren. Elke fase bevat aanvullende architecturele attributen en capaciteiten. De eerste vrijgave: AIN release 0, dient in 1994 in gebruik te worden genomen, de opvolger: Release 0.1 in 1996. Dit defacto-overleg is opgeheven toen de standaardisatie van het IN in het officiële circuit werd opgepakt.

Standaardisatie

De belangrijkste officiële standaardisatieorganen op telecommunicatiegebied zijn CCITT voor de mondiale standaardisatie en ETSI voor de Europese markt. In beide organen houden werkgroepen zich bezig met de standaardisatie van het intelligente netwerk. Daarbij wordt ook gewerkt in fasen (Capability Sets genoemd), waarin steeds aanvullende functionaliteit wordt gestandaardiseerd. Momenteel wordt de laatste hand gelegd aan een standaard voor de eerste fase, IN Capability Set 1 (CCITT Q.121x Recommendations, 1993). Aangezien Bellcore ook participeert in dit standaardisatieproces is veel van hun werk hierin terug te vinden. Hierbij moet wel opgemerkt worden dat de uitgangspunten en doelen van Bellcore en bijvoorbeeld de Europese PTT's niet altijd geheel overeenkomen. De Amerikaanse "Bell Operating Companies" dienen zich te richten op de nationale lokale markt, terwijl de Amerikaanse "Long Distance Carriers" zich op de interlokale en internationale markt kunnen richten. De Europese PTT's richten zich zowel op de nationale als de internationale markt.
Bij standaardisatie moeten compromissen bereikt worden hetgeen een uitermate tijdrovende bezigheid is. Het zal nog zeker een paar jaar duren voordat bruikbare complete standaarden opgeleverd worden. Als gevolg van dit vacuüm zullen de PTT's ieder hun eigen IN-oplossing implementeren. Hierbij wordt rekening gehouden met de infrastructurele uitgangssituatie en commerciële belangen en afspraken. In de toekomst zullen de al gerealiseerde implementaties migreren naar de dan bruikbare standaarden. De bij de implementaties opgedane ervaringen kunnen worden meegenomen in het standaardisatieproces.

Implementatie

Momenteel hebben veel PTT's een IN-programma en zijn ze bezig met implementatie. Met een kort overzicht van een aantal IN-realisaties en de geboden functionaliteit (diensten) wordt geïllustreerd wat er binnenkort te verwachten is.
De Franse PTT (France Telecom) voert een actief beleid op IN-gebied. In 1991 is men begonnen met de introductie van een pré-IN (SSP/SCP nog gecombineerd). In dit netwerk worden de diensten FreePhone en Card Calling al geboden. Het GSM-netwerk (mobiele communicatie) is gebaseerd op IN en kan in een later stadium eenvoudig worden afgebeeld op een IN-gestructureerd netwerk. Tevens wordt er gewerkt aan de introductie van Enhanced Freephone met meer features (zoals customization), Enhanced Card Calling, virtuele privé netwerken (VPN) en eventueel universele persoonlijke telecommunicatie (UPT).
De Duitse PTT (Deutsche Bundespost Telekom) voert IN gefaseerd in. De bedoeling is dat in 1993 een viertal diensten beschikbaar komt. Deze diensten zijn:

- o Advanced FreePhone met afwijkende routering en tariefstelling;
- o Universal Number: een dienst waarbij de bestemming instelbaar is door de abonnee;
- o Advanced Televoting: het registreren van gesprekken en het leveren van statistieken voor opinie-onderzoek en loterijen (bijvoorbeeld in live-uitzendingen van televisie of radio) en
- o Tele-info: kosten en toeslag voor oproeper. De doelgroep bestaat onder andere uit informatie-aanbieders en consultanten. Toekomstige diensten zullen meer worden toegesneden op mobiele personen/bedrijven en bedrijven met meerdere vestigingen.

In de Verenigde Staten, de bakermat van het IN, is het IN al in een verder gevorderd stadium. Veel dienstaanbieders leveren al (pré-)IN gerelateerde diensten. Diensten die in de VS al (lokaal) worden aangeboden door middel van een IN-gestructureerd netwerk zijn onder andere FreePhone, Televoting, Who's Calling, Call Screening, Call Forwarding, Do Not Disturb en Virtual Private Network.

Intelligente Netwerken en PTT

Tot nu toe heeft (Nederlandse) PTT nieuwe diensten ingevoerd door dienstsoftware op de eindcentrales of op de 06-centrale te plaatsen. Deze eindcentrales zijn geleverd door 3 verschillende fabrikanten en dus van verschillende types. Het ontwikkelen en wijzigen van diensten, uitgaande van de tot nu toe gebruikte methode, is een langdurige zaak zoals we al eerder illustreerden met de dienst "follow me: *21". Bovendien kan de aanpak leiden tot niet

gelijkwaardige diensten over het hele land en tevens tot afhankelijkheid van fabrikanten. Als PTT zich wil handhaven als "dienstenleverancier" in een concurrerende markt zal hierin verandering moeten komen.
In het voorgaande is reeds vermeld dat implementatie van het IN-concept een oplossing voor de hiervoor opgesomde problemen biedt. PTT is daarom bezig een implementatie van IN te realiseren en gaat hierbij uit van:

- o het zelf kunnen ontwikkelen van diensten;
- o het kunnen laten ontwikkelen van dienstprogrammatuur door bijvoorbeeld softwarehuizen en
- o het vermijden van het creëren van afhankelijkheid van één fabrikant door uit te gaan van internationale standaarden.

De aldus ontstane implementatie moet het mogelijk maken diensten zowel wat betreft kosten, flexibiliteit als prestaties concurrerend te kunnen aanbieden.

IN-platformen

PTT benadert het implementeren van IN op pragmatische wijze. Om ervaring met IN op te kunnen doen worden pilootprojecten uitgevoerd. Hierbij wordt uitgegaan van al bestaande technologie. De ervaring wordt opgedaan in het IN-Development Center (IN-DC) en het IN-Pilot Center (IN-PC). Op korte termijn worden nieuwe diensten op reguliere basis aangeboden door middel van het zogenoemde Enhanced Services Platform (ESP).

o *IN-DC*
Deze implementatie is opgebouwd uit een Northern Telecom DMS-switch (SSP) en een Tandem/TTSI computersysteem (SCP, SMS en Service Creation Environment (SCE)). Het IN-DC is niet opgenomen in het openbare net. Het wordt gebruikt om ervaring met de IN-technologie en diensten op te doen. Een andere functie van het IN-DC zal liggen in de "Public Relations" sfeer. Dit kan variëren van demonstraties tot het gezamenlijk met een klant ontwerpen van diensten.

o *IN-PC*
Dit is een eerste implementatie van een Intelligent Network dat verbonden is met het reguliere telefoonnetwerk (PSTN). (Voor de opbouw zie de configuratie zoals deze beschreven is voor het IN-DC exclusief de SCE.) Deze implementatie maakt het mogelijk een aantal veldproeven uit te voeren en aldus ervaring op te doen met zowel technische, commerciële als organisatorische aspecten van diensten. De veldproeven worden gedaan in samenwerking met speciaal geselecteerde klanten.

o *ESP*
Dit platform is verbonden met de 06-centrale. Het bestaat uit Voice Response Units en een Tandem database-computer en is verbonden met de administratieve systemen van PTT Telecom. Met behulp van dit platform kunnen diensten op reguliere basis worden aangeboden.

Diensten

Bij de beschrijving van het IN-DC, IN-PC en ESP is reeds sprake geweest van diensten. Hieronder wordt een opsomming gegeven van diensten die in eerste instantie zullen worden geïmplementeerd.

- Global/International Virtual Private Network (G/IVPN): bedrijfsnummerplannen voor internationale bedrijven;
- Automated Alternate Billing Services: geautomatiseerde collect calls;
- Fax Store & Forward: de fax is nooit bezet vanwege tijdelijke opslag van bericht;
- Limited Access-Telecard: Telecard waarmee men één telefoonnummer kan bereiken en
- Caller Identification: identificatie en autorisatie van de opbeller.

Samenvatting

Het toepassen van het IN-concept in de huidige en toekomstige telecommunicatienetwerken maakt het mogelijk op snelle en relatief goedkope wijze telecommunicatiediensten te ontwikkelen. Veel van de te ontwikkelen diensten maken transparantie ten aanzien van tijd en plaats voor de telecommunicatiegebruiker mogelijk. Het resultaat is flexibiliteit voor zowel de dienstaanbieder als de dienstgebruiker. Dit is de garantie voor het succes van het IN-concept.
Zowel op nationaal, Europees en mondiaal niveau wordt aan de ontwikkeling en standaardisatie van het IN gewerkt. PTT Nederland N.V. is op al deze niveaus zeer actief.

Literatuur
- F. Scheffers, *Intelligent Networks in The Netherlands*; Blenheim, Amsterdam 1991.
- *CCITT Q.1200 series Draft Recommendations Genève*, maart 1992.
- N.C.J.M. de Beer, *Intelligente Netten*; Handboek Telematica, Samson Bedrijfsinformatie, juli 1990.
- R.K. Berman, J.H. Brewster, *Perspectives on the AIN Architecture*; IEEE Communications Magazine, february 1992.

Lijst van afkortingen

AIN	Advanced Intelligent Network
Bellcore	Bell Communications Research
BTDC	Bijzonder Tellende Diensten-Centrale
CCAF	Call Control Agent Function
CCF	Call Control Function
CCITT	Comité Consultatif International Télégrafique et Téléfonique
ESP	Enhanced Services Platform
ETSI	European Telecommunications Standardization Institute
FE	Functional Entity
G/IVPN	Global/International Virtual Private Network
IN	Intelligente Netwerk (Intelligent Network)
INCM	Intelligent Network Conceptual Model
IN CS-1	Intelligent Network Capability Set 1
IN-DC	Intelligent Network Development Center
IN-PC	Intelligent Network Pilot Center
ISDN	Integrated Services Digital Network
IP	Intelligent Peripheral
MVI	Multi-Vendor Interaction
PE	Physical Entity
PSPDN	Packet Switched Public Data Network
PSTN	Public Switched Telephone Network
RBOC	Regional Bell Operating Companies
SCE	Service Creation Environment
SCEF	Service Creation Environment Function
SCF	Service Control Function
SCP	Service Control Point
SDF	Service Data Function
SIB	Service Independent Building block
SMAF	Service Management Agent Function
SMF	Service Management Function
SMS	Service Management System
SPC	Stored Program Control
SSP	Service Switching Point
SRF	Specialized Resource Function
SSF	Service Switching Function
SSP	Service Switching Point
UPT	Universal Personal Telecommunications
VPN	Virtual Private Network



Circulaire gauss-diodelaser

De 3500-serie laserdiode-collimators brengt licht voort in het zichtbare gebied van het spectrum. De collimators produceren een circulaire bundel (> 98%) bij een golflengte van 670 nm. In tegenstelling tot de tot dusver verkrijgbare laser-diode-collimators, vertoont de bundel een zeer goede gaussische verdeling (vergelijkbaar met die van de HeNe-laser) en is gecorrigeerd voor astigmatisme. Een geïntegreerde temperatuurregeling waarborgt een ruisarme werking, goede spectrale stabiliteit en een lange levensduur. Het lichtvermogen wordt via een gesloten kring continu geregeld, zodat ook over lange perioden een stabiele output verkregen wordt. Afhankelijk van de specifieke toepassing kan binnen de 3500-serie uit een aantal modellen worden gekozen. Enige mogelijkheden zijn: behuizing, waaronder OEM-uitvoeringen, analoge/digitale modulatie (tot 20 MHz), interlock-circuits, digitale output voor 'laser ready', analoge output voor power-monitor en diverse lenssystemen.

Voor informatie: Applied Laser Technology, Maarheeze, tel.: (04959)-3300.

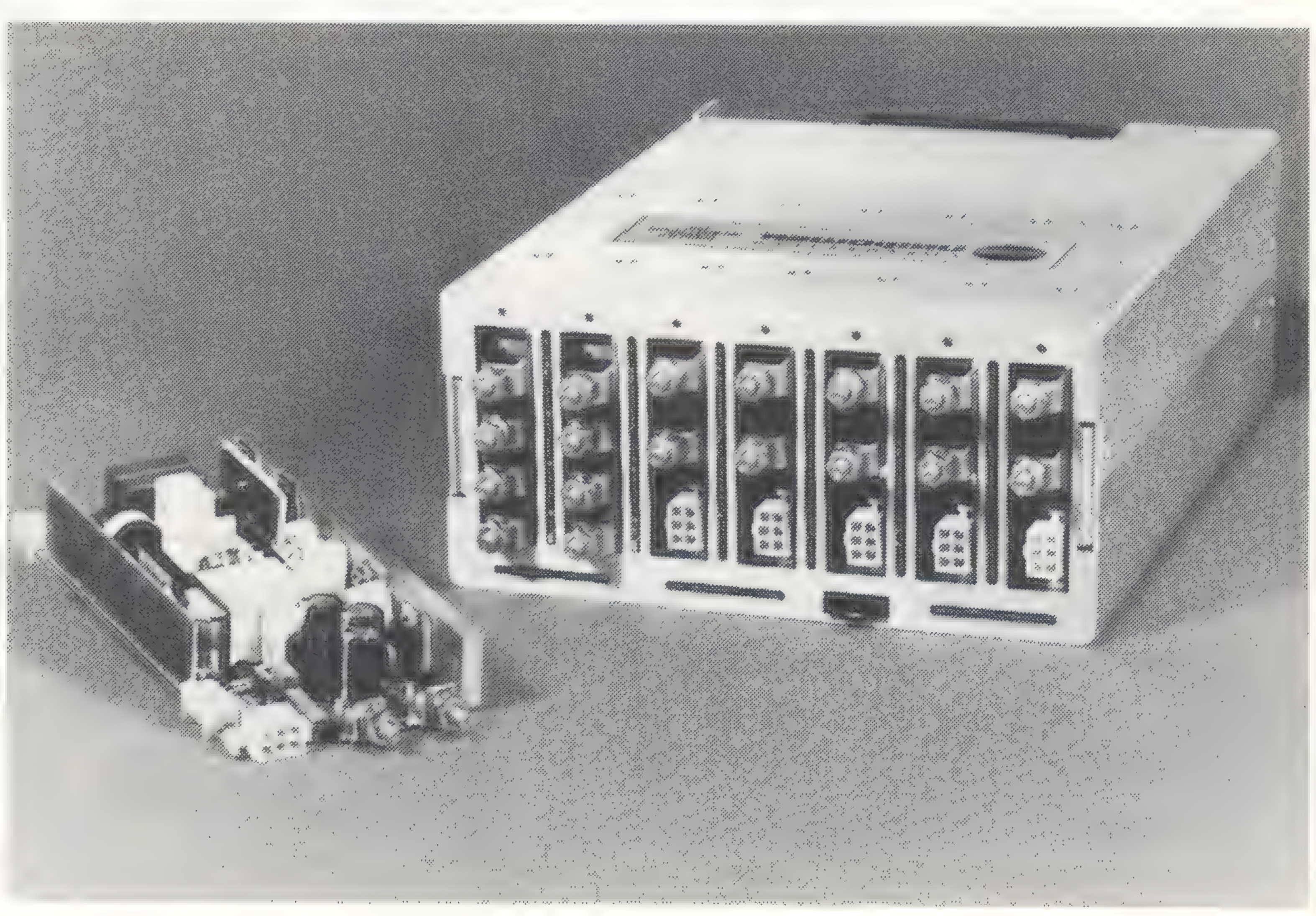
[MV008]

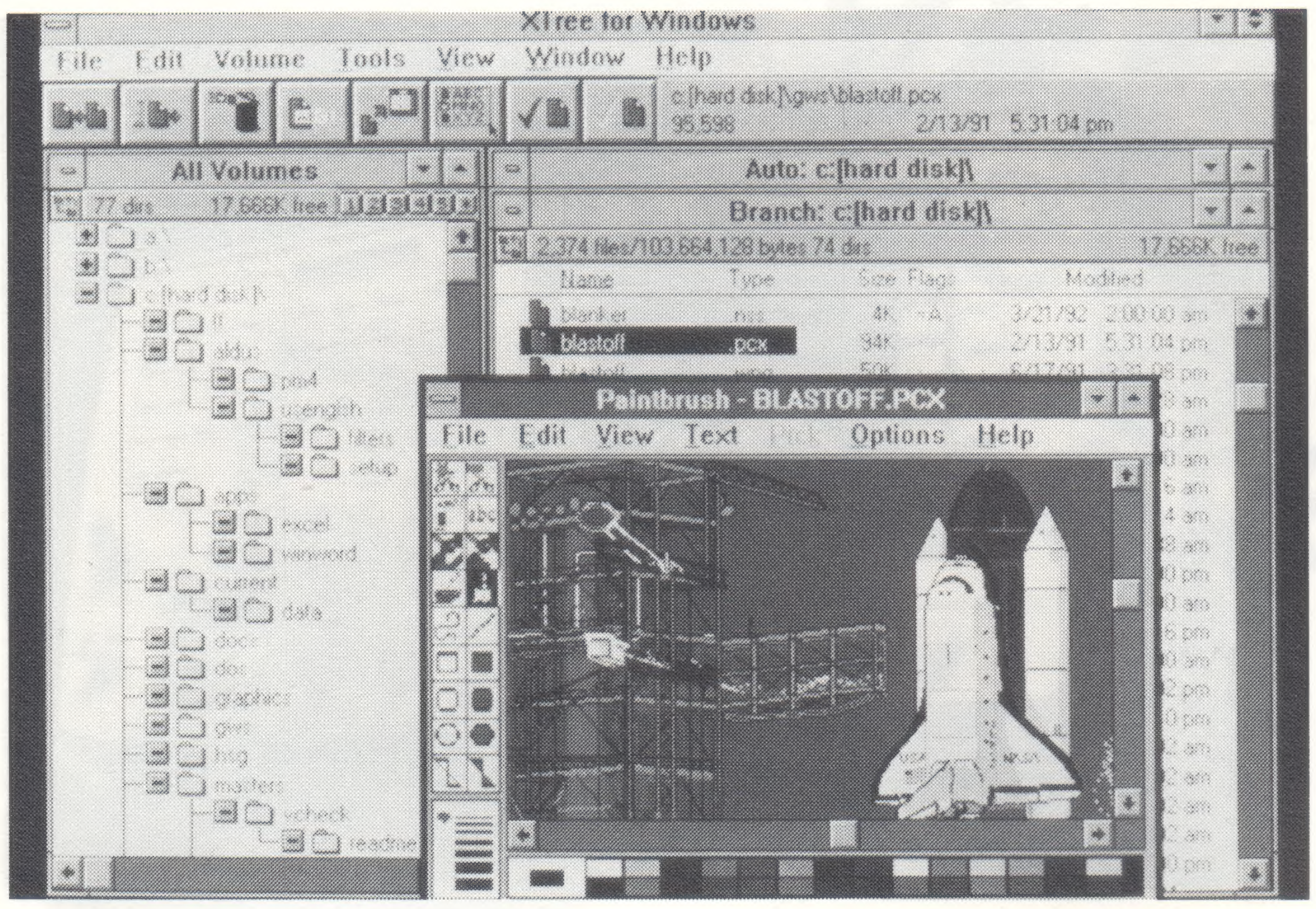
Modulaire voedingen

De Unimod-H-serie is een volledig modulair 1200 watt voedingssysteem met een uitgebreide reeks standaard modules waarmee eenvoudig elke configuratie is samen te stellen. De behuizing heeft zes "plug-in slots". In totaal kent Unipower 25 verschillende DC-modules van 2 tot 48 V_{DC}. Het front end van de H-serie heeft een autoranging ingangscircuit en een 0,98 powerfactor correctiecircuit. De afzonderlijke DC-modules zijn in feite DC/DC-convertors die gevoed worden vanuit de 300 volt powerbus, hebben een vermogen van 80-1200 watt en zijn volledig geïsoleerd.

Voor informatie: Klaasing Electronics B.V., Oosterhout, tel.: (01620)-81600.

[MV009]





XTree voor Windows

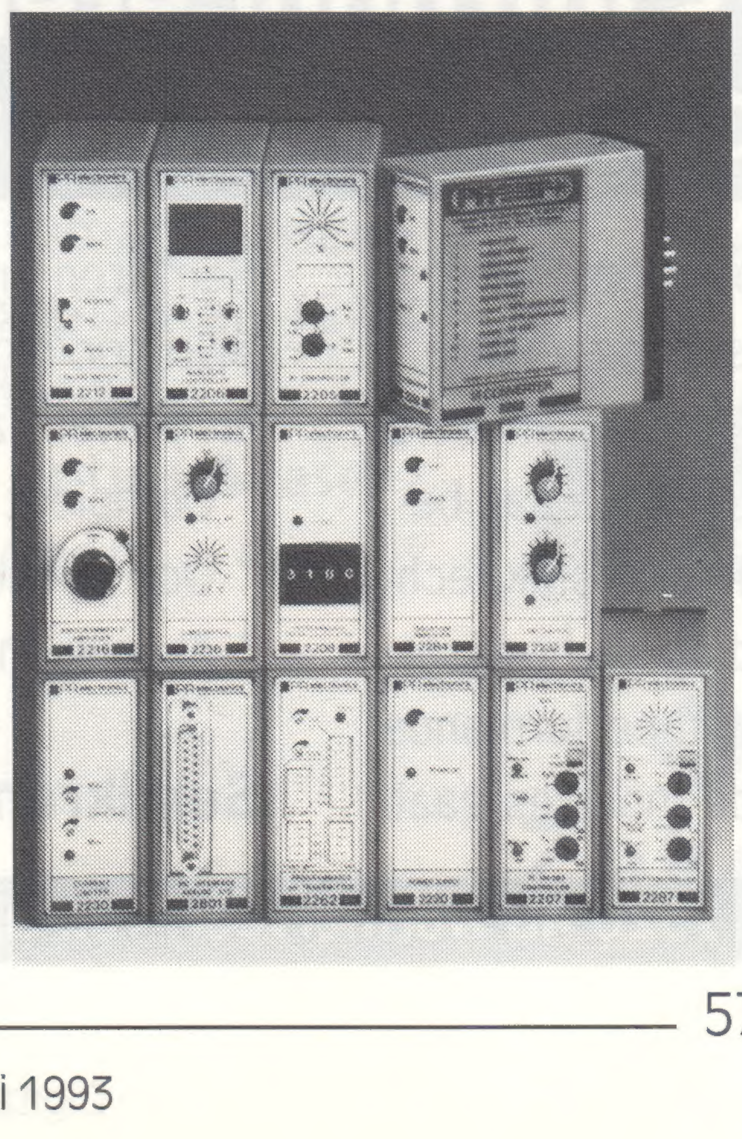
XTree for Windows is gebaseerd op een meervoudige document interface (MDI), waardoor verscheidene vensters kunnen worden geopend en gerangschikt, om zoveel directorystructuren, bestandslijsten en ZIP-archieven als men maar wil te kunnen inzien, desnoods allemaal tegelijkertijd. Bovendien heeft men toegang tot alle bestanden, directories en gearchiveerde volumes (zipped files) allemaal vanaf één scherm. Men kan bestanden en directories direct kopiëren, wissen, verplaatsen, inzien en opnieuw benoemen door een toetsaanslag of klik met de muis. Xtree for Windows kan alle bestanden op een geselecteerde of op verscheidene drives weergeven. Xtree for Windows is geschikt voor elke PC, AT, PS/2 of vergelijkbare systemen die geschikt zijn voor Microsoft Windows. De geadviseerde minimale configuratie bestaat uit 2 MB RAM, harde schijf en Windows-compatibele monitor. Een muis wordt aangeraden maar is niet noodzakelijk. Zowel PC als MS-DOS 3.3 (of hoger) zijn noodzaak. Windows 3.0 (of hoger) is niet in het pakket opgenomen. XTree for Windows werkt niet in Windows 3.0 Real Mode.

Voor informatie: Personal Software Design (PSD), Amsterdam, tel.: (020)-6162456. [MV010]

Signaal-conditionering

Het leveringspakket van PR Electronics omvat signaalconditioneringsmodules voor de industriële automatisering. Er zijn units voor het meten en conditioneren van temperatuur, druk, flow, analyse, rotatie, snelheid en gewicht. Iedere unit bezit één of meer (instelbare) basisfuncties en kan zowel stand-alone als gecombineerd worden toegepast om zodoende eenvoudige of meer complexe meet- en regelproblemen op te lossen. Alle standaard toegepaste transducers en transmitters kunnen worden aangesloten op de units. Leverbaar in diverse montagemogelijkheden zoals plug-in (11-pins sokkels), paneelinbouw, Eurocard (19inch rack) en in Ex-uitvoering.

Voor informatie: Vierpool B.V., Maarssen, tel.: (03465)-94511. [MV011]





Draadloze communicatie

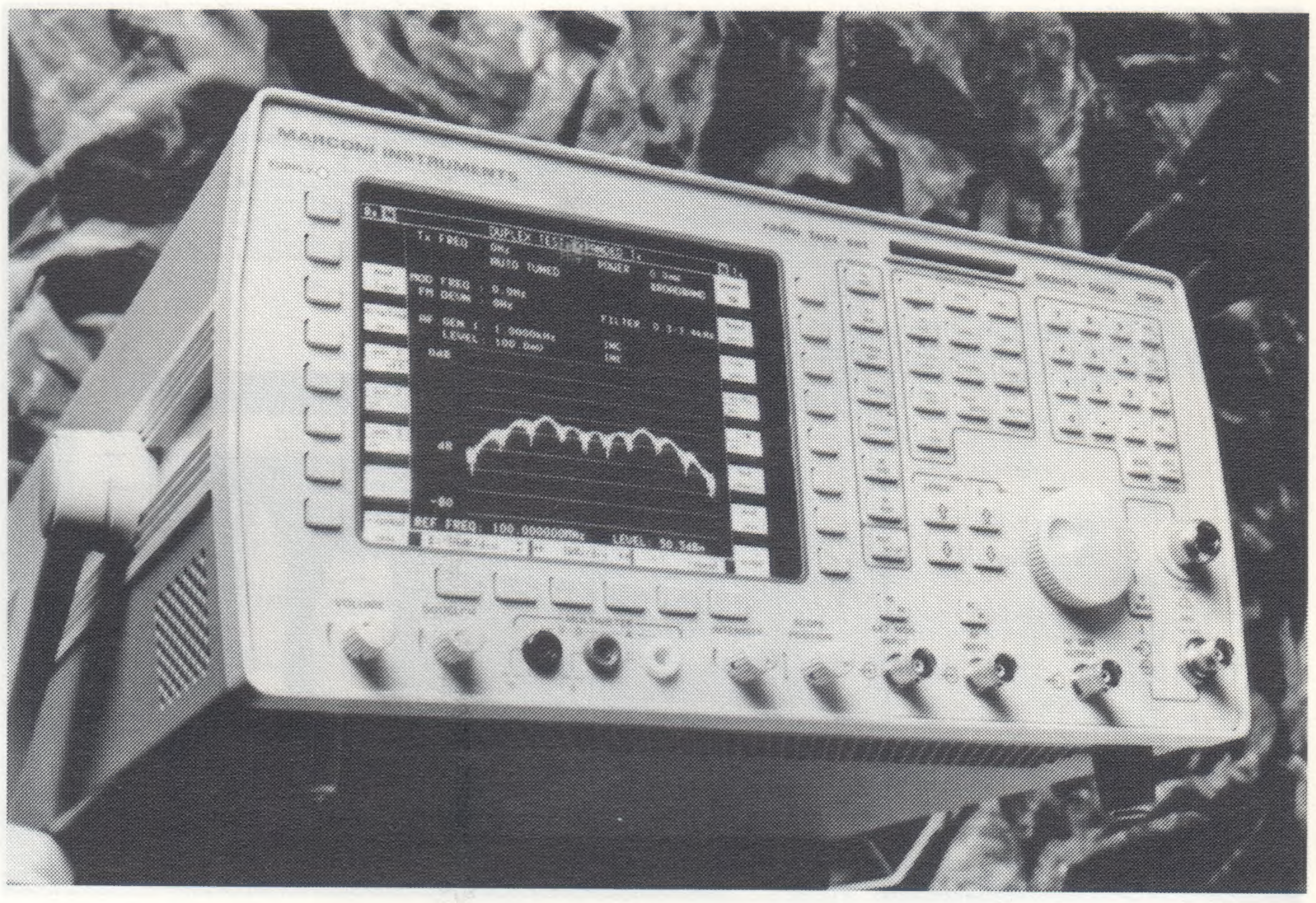
Voor die situaties waarin communicatie van levensbelang kan zijn, heeft Headcom een communicatie-systeem ontwikkeld dat draadloos functioneert en geïntegreerd kan worden in een persluchtmasker, een (Dräger)helm of een gaspak. De zendontvanger is stemgestuurd, dus via een in de oorschelp ingebouwde microfoon. Er is géén hinderlijke microfoon voor de mond, op de keel of op het hoofd en persluchtgeluiden worden niet weergegeven. Ook de luidspreker en antenne bevinden zich in de oorschelp die is verbonden met de zend/ontvanger. Het systeem werkt op een veiligheidsfrequentie van 855 MHz. Integratie in bestaande systemen is mogelijk. Tot het standaardprogramma behoort ook een explosieveilige versie (EEx ia IIC T6) en een uitvoering voor veel omgevingslawaai (120 dBa).



Voor informatie: Technische Handelsonderneming Theunissen B.V., Malden, tel.: (080)-584455.

[MV015]

Radio-testset



Kenmerkend voor de radiotestset 2965 van Marconi is de hoge integratiegraad, die het mogelijk maa.kt complexe metingen met één instrument uit te voeren welke tot op heden alleen te realiseren waren door het samenvoegen van een aantal "standalone" meetinstrumenten gekoppeld aan een computer. Multiprocessing technieken (acht processoren) zorgen voor snelle response-tijden van het display en snelle verwerking en opslag van de meetgegevens. Dit heeft tot gevolg dat "real time" metingen en afregelingen eenvoudig te realiseren zijn. Een groot scherm met hoge resolutie presenteert alle gegevens in diverse omgevingscondities. Een combinatie van soft- en hard-keys zorgt voor een eenvoudige bediening. De "man-machine" interface maakt het mogelijk dat de 2965 wordt gebruikt zonder gedetailleerde voorkennis. Voorzien is in een mogelijkheid meetgegevens op een gestandaardiseerde geheugenkaart volgens de PCMCIA-standaard op te slaan.
De 2965 radio-testset verenigt meer dan dertig testfuncties in een behuizing met afmetingen van 54x37x17,7 cm en weegt 17,3 kg. De 2965 is onder andere uitgerust met een uitgebreide spectrum-analyser met een frequentiebereik van 100 kHz tot 1GHz, een sampling-oscilloscoopfunctie van 0-500 kHz, een nauwkeurige tracking-generator met een dynamisch bereik van +13 tot -115 dBm, een frequentiemeter (100 kHz-1GHz) met een gevoeligheid van 10 µW op de TNC-ingang en 1 mW op de N-type ingang, een modulatie-analyser, een sig-naalgenerator en een vermogensmeter, waarvan de metingen over een groot dynamisch bereik binnen 7% herleidbaar zijn naar nationale standaards. Voor laagfrequentmetingen is het apparaat uitgerust met drie laagfrequent signaalgeneratoren. Een FFT (Fast Fourier Transform) analyser met een frequentiebereik van 0-40 kHz in stappen van 1 Hz biedt de mogelijkheid complexe signalen in het frequentiedomein in detail te bestuderen. Het apparaat is modulair opgezet. Een digitale systeemkaart voor GSM zal begin dit jaar beschikbaar komen. Opties voor NMT, AMPS en TACS cellulaire radio zijn al beschikbaar.

Voor informatie: Marconi Instrumenten, Tilburg, tel.: 013-639540. [FS003]

Verschiet uw kruit niet



ALS HET MET DE TDS IN ÉÉN KEER RAAK IS!

Voor het registreren van éénmalige verschijnselen zijn de TDS-oscilloscopen van Tektronix de beste instrumenten. De TDS is een ideaal hulpmiddel bij het ontwerpen en testen van digitale en analoge schakelingen. Niet alleen door de hoge bemonsteringssnelheden, maar vooral door de hoge bandbreedte, uitgebreide triggermogelijkheden, optimale geheugenlengte en slimme signaalverwerking. Dankzij de intuïtieve gebruikersinterface is de bediening een fluitje van een cent. De TDS-reeks wordt steeds uitgebreider. Meer modellen, afgestemd op een breder toepassingsgebied. De draagbare TDS400 scopes leveren 4-kanaals prestaties voor de prijs van 2-kanaals instrumenten. De TDS500 modellen worden gekenmerkt door een lange geheugenlengte en geavanceerde golfvormfuncties, zoals integreren, differentiëren en FFT. De scopes uit de TDS600 serie bieden 2GS/s op alle kanalen. De TDS820 beschikt over een bandbreedte van 8 GHz en een tijdsresolutie van 400fs. Ideaal voor toepassingen in de telecommunicatie en component karakterisatie. Meer weten? Bel 02503-13300 voor een uitgebreid documentatiepakket.

Tektronix
Test and Measurement